

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra měřicí a řídicí techniky

**Analyzátor výkonů pro testování měničů na hardwarové
platformě National Instruments cRIO**

**Power Analyzer for Converter Testing Based on National
Instruments cRIO Hardware Platform**

Ostrava, 2010

Marek Hořínek

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra měřicí a řídicí techniky

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Marek Hořínek

Studijní program:

N2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2601T004 Měřicí a řídicí technika

Téma:

Analyzátor výkonů pro testování měničů na hardwarové platformě
National Instruments cRIO.
Power Analyzer for Converter Testing Based on National Instruments
cRIO Hardware Platform.

Zásady pro vypracování:

1. Seznámení se s problematikou návrhu a implementace aplikace na platformě cRIO firmy National Instruments v grafickém programovacím prostředí LabVIEW.
2. Seznámení se s problematikou měření elektrických výkonů a částečně i mechanických výkonů.
3. Rešerše dostupné přístrojové techniky a rozbor funkce.
4. Návrh a vývoj SW aplikace analyzátoru výkonů.
5. Ověření funkčnosti aplikace a zhodnocení použité technologie.

Seznam doporučené odborné literatury:

1. *LabVIEW Fundamentals* [online]. Austin: National Instruments, 08/2005 [cit.2009-09-09]. Dostupné z: <<http://www.ni.com/pdf/manuals/374029a.pdf>>. 165s.
2. *LabVIEW FPGA module User Manual* [online]. Austin: National Instruments, 03/2004 [cit.2009-09-09]. Dostupné z: <<http://www.ni.com/pdf/manuals/374690b.pdf>>. 62s.
3. ŽÍDEK, J. *Virtuální instrumentace na bázi grafického programování*. Ostrava: VŠB-TU Ostrava, 2003. 125s. ISBN 80-248-0298-8.
4. HAVLÍČEK, J.; VLACH, J.; VLACH, M.; VLACHOVÁ, V. *Začínáme s LabVIEW*. Praha: BEN, 2008. 248 s. ISBN 978-80-7300-245-9.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

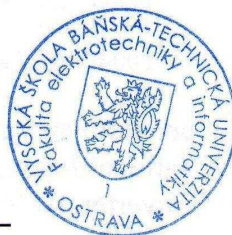
Vedoucí diplomové práce: **doc. Ing. Petr Bilík, Ph.D.**

Datum zadání: 20.11.2009

Datum odevzdání: 07.05.2010



doc. Ing. Jiří Kozírek, Ph.D.
vedoucí katedry



prof. Ing. Ivo Vondrák, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

.....
Marek Hořínek

Datum odevzdání diplomové práce: 7. 5. 2010

Poděkování

Chtěl bych touto cestou velmi poděkovat vedoucímu mé diplomové práce panu doc. Ing. Petru Bilíkovi, Ph.D., za cenné rady, konzultace a připomínky spojené s vypracováním mé diplomové práce.

Abstrakt

Měření vstupního a výstupního výkonu na frekvenčním měniči je specifická záležitost, protože frekvence výstupního napětí je proměnná. Vstupní a výstupní výkon musí být určován ze stejných časových oken měřených signálů a z důvodu možnosti použití pravoúhlé okénkové funkce musí být vypočten z celistvého počtu period měřených signálů.

Výstupní obvody měničů jsou tvořeny polovodičovými spínacími prvky, které tvarují výstupní napětí pomocí pulzně šířkové modulace. Výstupní napětí proto obsahuje vyšší harmonické složky a je tedy nutné volit dostatečně velkou vzorkovací frekvenci.

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a implementací analyzátoru výkonu na platformě CompactRIO.

Klíčová slova

frekvenční měnič, platforma CompactRIO, virtuální instrumentace, měření výkonu

Abstract

To measure input and output power of the frequency converter simultaneously is quite specific task, because the output voltage frequency varies in time. Input and output power has to be measured from the same time window and at the same time the integer multiply of signal cycles has to be processed to achieve sufficient precision. At the same time can be calculated mechanical power signals from torque and revolution sensor signals.

The output circuits of frequency converter use switching semiconductor elements that shape output voltage using pulse width modulation. Output voltage contains many harmonic components and thus the sampling frequency has to be sufficiently high.

The diploma thesis describes concept and implementation of power analyzer using flexible CompactRIO platform.

Key words

frequency converter, CompactRIO platform, virtual instrumentation, power measurement

Seznam použitých symbolů a zkratek

δ	relativní chyba měření
λ	označení účinníku (poměr činného a zdánlivého výkonu, Power Factor)
f	frekvence signálu
P	činný výkon
Q	jalový výkon
Q_{\sim}	neaktivní výkon
S	zdánlivý výkon
A/D	analogově číslicový převodník
CLB	Configurable Logic Block (konfigurovatelný logický blok – tvoří základní stavební prvek obvodů s programovatelným logickým polem)
CLK	hodinový signál
CSV	Comma Separated Values (hodnoty oddělené čárkou – formát uložení tabulkových dat v textovém souboru)
cRIO	CompactRIO
FFT	Fast Fourier Transform (rychlá Fourierova transformace)
FIFO	First In First Out (fronta, která se používá pro přenos dat, např. v operačních systémech při mezi vláknové komunikaci)
FIR	Finite Impulse Response (označení číslicového filtru s konečnou impulzní charakteristikou)
FPGA	Field Programmable Gate Array (programovatelné hradlové pole)
IIR	Infinite Impulse Response (označení číslicového filtru s nekonečnou impulzní charakteristikou)
I/O	Input/Output (vstupně výstupní)
LED	Light Emission Diode (dioda vyzařující světlo)
MSG	Message (zpráva)
NI	National Instruments
OS	operační systém
PAC	Programmable Automation Controller (programovatelný kontrolér pro automatizaci)
PC	Personal Computer (osobní počítač)
RAM	Random Access Memory (paměť s náhodným přístupem)
RS232	standard pro sériové komunikační rozhraní
RT	Real-Time (reálný čas)
PF	Power Factor (označení účinníku jako poměr činného a zdánlivého výkonu)
T_w	Time Window (časové okno)
USB	Universal Serial Bus (sériová komunikační sběrnice)

THD	Total Harmonic Distortion (celkové harmonické zkreslení)
VI	Virtual Instruments (virtuální měřicí přístroj)
VHDL	VHSIC Hardware Description Language (programovací jazyk pro popis hardware, používá se pro programování hradlových polí)
WDT	Watch Dog Timer (hardwarový časovač pro zajištění spolehlivého chodu softwarové aplikace)

Obsah

1	ÚVOD	1
2	HARDWAROVÁ PLATFORMA ANALYZÁTORU	2
2.1	PRINCIP KLASICKÉ A VIRTUÁLNÍ INSTRUMENTACE	2
2.1.1	<i>Klasická instrumentace</i>	2
2.1.2	<i>Virtuální instrumentace</i>	2
2.1.3	<i>Srovnání klasické a virtuální instrumentace</i>	3
2.2	PLATFORMA COMPACTRIO	4
2.2.1	<i>Vrstva FPGA</i>	4
2.2.2	<i>RT kontrolér</i>	6
2.2.3	<i>Připojení platformy cRIO k měřenému objektu</i>	7
2.3	TVORBA SOFTWAREVÉ APLIKACE PRO PLATFORMU CRIO	8
2.3.1	<i>Programové vybavení pro vývoj softwarové aplikace</i>	9
2.3.2	<i>Založení nového RT projektu</i>	9
2.3.3	<i>Vývoj aplikace pro vrstvu FPGA</i>	11
2.3.4	<i>Komunikace FPGA – RT kontrolér</i>	12
2.3.5	<i>Vývoj aplikace pro RT kontrolér</i>	13
3	PROBLEMATIKA MĚŘENÍ VÝKONŮ	14
3.1	MĚŘENÍ ELEKTRICKÝCH VÝKONŮ	15
3.1.1	<i>Definice měřených veličin</i>	15
3.1.2	<i>Měření třífázového výkonu</i>	17
3.1.3	<i>Měření výkonu na číslicovém systému</i>	18
3.1.4	<i>Měření výkonů v obvodech s měniči</i>	19
3.2	MĚŘENÍ MECHANICKÝCH VÝKONŮ	20
3.2.1	<i>Měření otáček</i>	20
3.2.2	<i>Měření točivého momentu</i>	22
4	REŠERŠE DOSTUPNÉ PŘÍSTROJOVÉ TECHNIKY A ROZBOR FUNKCE	26
4.1	WATTMETRY	26
4.2	ANALYZÁTORY VÝKONU	27
4.2.1	<i>Fluke Norma 5000</i>	27
4.2.2	<i>YOKOGAWA WT 1600</i>	28
5	NÁVRH A VÝVOJ SW APLIKACE ANALYZÁTORU VÝKONU	30
5.1	STRUKTURA MĚŘICÍ APLIKACE	30
5.2	APLIKACE V FPGA	31
5.2.1	<i>Měření analogových veličin</i>	31
5.2.2	<i>Výpočet výkonu v stejnosměrném meziobvodu</i>	33
5.2.3	<i>Měření otáček</i>	33
5.3	APLIKACE V RT KONTROLÉRU	35
5.3.1	<i>Princip zpracování naměřených dat</i>	35
5.4	NASTAVENÍ PARAMETRŮ VZORKOVÁNÍ	36
5.4.1	<i>Měření frekvence</i>	36
5.4.2	<i>Nyquistův teorém</i>	38

5.4.3	<i>Nastavení parametrů vzorkování pro výstup měniče</i>	39
5.4.4	<i>Nastavení parametrů vzorkování pro vstup měniče</i>	40
5.5	DETEKCE CELISTVÉHO POČTU PERIOD	41
5.5.1	<i>Popis číslicových filtrů</i>	41
5.5.2	<i>Praktické použití filtrace</i>	42
5.5.3	<i>Detekce průchodu signálu nulou</i>	46
5.5.4	<i>Detekce celistvého počtu period na výstupu měniče</i>	46
5.5.5	<i>Detekce celistvého počtu period na vstupu měniče</i>	48
5.5.6	<i>Výřez signálu pro výpočet výkonu</i>	49
5.6	ANALÝZA ÚČINNOSTI	50
5.6.1	<i>Výpočet dílčích výkonů pohonného systému</i>	50
5.6.2	<i>Účinnost systému el. pohonu</i>	51
5.7	UKLÁDÁNÍ DAT	52
5.7.1	<i>Textový soubor</i>	53
5.7.2	<i>Model TDM pro ukládání dat</i>	54
5.8	UŽIVATELSKÉ ROZHRANÍ	56
5.8.1	<i>Komunikace prostřednictvím protokolu TCP/IP</i>	56
5.8.2	<i>Aplikace na PC</i>	58
5.8.3	<i>Vzdálený panel</i>	60
6	SHRNUTÍ DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ	62
6.1	POPIS ZAPOJENÍ ANALYZÁTORU PŘI TESTOVÁNÍ	62
6.2	MĚŘENÍ PŘESNOSTI ANALYZÁTORU	63
7	ZÁVĚR	66
8	POUŽITÁ LITERATURA	68
9	SEZNAM PŘÍLOH	70

1 Úvod

V současné době se měniče elektrické energie stávají nedílnou součástí většiny průmyslových aplikací zejména elektrických pohonů. Jedná se o zařízení, která jsou určena pro řízenou změnu parametrů elektrické energie. Výstupní obvody moderních měničů jsou tvořeny výkonovými polovodičovými spínacími prvky, například spínacími tranzistory. Napětí na výstupu těchto spínacích prvků je formováno pulzně šířkovou modulací. Výstupní napětí měničů pracujících na tomto principu jsou zatížena nežádoucími vyššími harmonickými složkami, které způsobují, že výstupní napětí nemá čistě harmonický (sinusový) průběh. Dále má výstupní napětí měničů proměnnou frekvenci, která se může značně lišit od frekvence síťového kmitočtu 50 Hz. To jsou důvody, proč pro měření není vhodné použití měřících přístrojů primárně určených pro síťovou frekvenci. Měřicí technika určená pro síťovou frekvenci 50 Hz je obvykle schopna pracovat pouze se signály na frekvencích pohybujících se v úzkém rozsahu kolem jmenovité frekvence sítě, tj. $50 \text{ Hz} \pm 10 \%$. Měřicí řetězec těchto přístrojů je navržen pro měření harmonických průběhů. Proto tyto přístroje jsou nevhodné pro přesné měření veličin v soustavě elektrického pohonu s měničem

Pro přesné vyhodnocení účinnosti měniče je nutné zajistit vyhodnocení stejně dlouhých úseků veličin pro výpočet výkonu a při použití pravoúhlé okénkové funkce splnit podmínku, aby tyto úseky byly rovny celistvému počtu period měřených veličin. Vstupní proudy a výstupní napětí obsahují vyšší harmonické složky, a proto je během měření nutné volit dostatečně vysokou vzorkovací frekvenci.

Diplomová práce se zabývá vývojem měřicího systému pro analýzu účinnosti měničů s použitím flexibilní platformy CompactRIO (cRIO). Platforma cRIO je modulární systém složený z procesoru s operačním systémem reálného času, programovatelného hradlového pole a modulárními jednotkami vstupů a výstupů, které lze vybírat dle požadavků uživatele. Systém cRIO se používá v oblasti nazvané „virtuální instrumentace“, který se pro vývoj měřicí techniky v posledních letech používá. Toto řešení přináší rychlé navrhování nových aplikací i provádění změn v již existujících řešeních, což je u realizace měřicí techniky obvyklými nástroji za pomoci elektronických součástek velice náročné a někdy dokonce nemožné.

Tato práce je rozdělena do pěti kapitol, které postupně popisují problematiku spojenou s návrhem a implementací analyzátoru výkonu na platformě cRIO. Počáteční kapitola se zabývá seznámením se s jednotlivými částmi platformy cRIO a softwarovými prostředky pro vývoj měřicí aplikace s použitím této platformy. Následující kapitola popisuje průpravu k pochopení principu měření elektrických a mechanických výkonů. Dále obsahuje popis základních zapojení pro měření elektrických výkonů a seznámení se s vybranými typy snímačů pro měření otáček a točivého momentu. Čtvrtá kapitola se zabývá parametry a principem činnosti některých komerčně dostupných přístrojů, které je možné použít pro měření výkonů a vyhodnocení účinnosti frekvenčních měničů. Poslední část této práce se zabývá vývojem měřicí aplikace pro platformu cRIO, která plní funkci analyzátoru pro vyhodnocení účinnosti řetězce s elektrickým pohonem a zhodnocením dosaženého stavu.

2 Hardwarová platforma analyzátoru

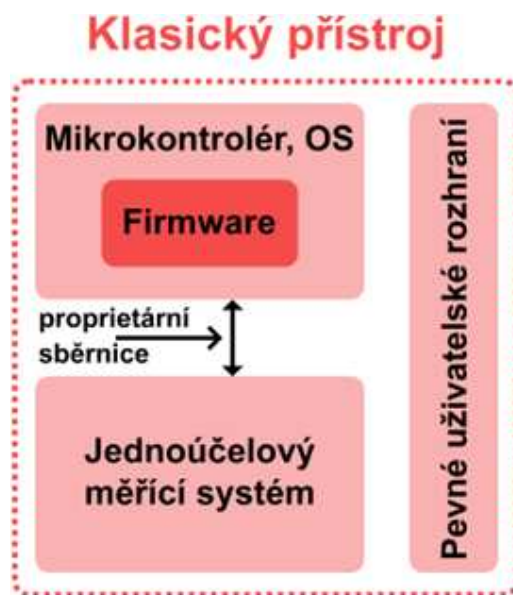
Koncepce analyzátoru je založena na bázi virtuální instrumentace. Měřicí přístroj vznikne doplněním hardwarového základu modulárními vstupy a výstupy a softwarovou aplikací. Spojením těchto dvou částí vznikne měřicí přístroj plnící požadovanou funkci.

2.1 Princip klasické a virtuální instrumentace

2.1.1 Klasická instrumentace

U klasických měřicích přístrojů jako jsou například multimetry apod., definuje funkci měřicího přístroje výrobce. Koncový uživatel může využívat pouze ty funkce, které byly přístroji implementovány během jeho výroby. Flexibilita těchto přístrojů je velice nízká, potřebuje-li uživatel funkci, kterou přístroj nedisponuje, zůstává potřeba uživatele neuspokojena.

Další nevýhoda této koncepce u přístrojů bez komunikačního rozhraní plyne z předávání výsledků měření uživateli. Přebírání hodnot koncovým uživatelem je obvykle omezeno pouze na opisování naměřených dat z displeje přístroje. Tento postup může být potenciálním zdrojem chyb měření [4].



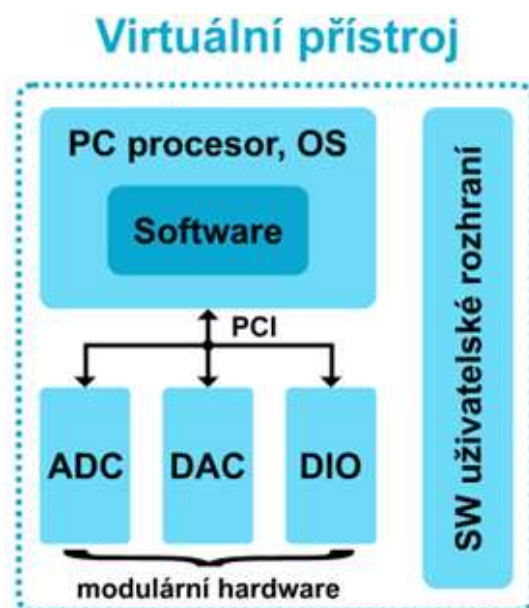
Obr. 1 Číslicový měřicí přístroj klasické koncepce

2.1.2 Virtuální instrumentace

Virtuální měřicí přístroj vznikne doplněním flexibilního hardwarového základu, kterým je obvykle osobní počítač nebo například platforma cRIO, modulárním hardware a snadno modifikovatelným software, tak aby byla splněna úloha měřicího přístroje [8].

Nedílnou součástí aplikace představující virtuální přístroj je také grafické uživatelské rozhraní k uživateli – čelní panel měřicího přístroje, který obsahuje:

- ovládací prvky pro nastavení parametrů přístroje
- indikační prvky informující ho o výsledcích měření [4].



Obr. 2 Měřicí přístroj na bázi virtuální instrumentace

2.1.3 Srovnání klasické a virtuální instrumentace

Srovnání přístrojů založených na klasické a virtuální instrumentaci je uvedeno v tab. 1.

Tab. 1 Vybrané vlastnosti klasické a virtuální instrumentace

Hledisko	Tradiční přístroj	Virtuální přístroj
Funkce definuje	výrobce	uživatel
Orientace přístrojů a jejich propojitelnost	specifické podle funkcí, hlavně používané samostatně s omezenou propojitelností	specifické podle aplikace, propojitelnost s návazností na počítačové sítě a periférie
Klíčový komponent	hardware	software
Náklady na výrobu a opakovatelnost použití	vysoké	nízké, opakovatelně použitelné
Architektura	uzavřená, pevná množina funkcí	otevřená, pružná funkčnost odrážející výkonnost výpočetní techniky
Návaznost na technologický proces	pomalá – doba obměny 5 – 10 let	rychlá – doba obměny 1 – 2 roky
Náklady na vývoj a údržbu	vysoké, horší poměr výkon/cena	nízké, dobrý poměr výkon/cena

Filosofie virtuálních měřicích přístrojů je velmi progresivní, neboť umožňuje při zachování výkonnostních parametrů klasické měřicí techniky vytvářet přístroje, jejichž funkce přesně odpovídají požadavkům uživatele, protože tyto funkce jsou realizovány softwarově. Tato koncepce navíc umožňuje doplňovat další funkce podle narůstajících a měnících se potřeb koncového uživatele. Cena vývoje takto vytvořeného originálního měřicího přístroje bývá nižší,

než je cena vývoje klasickou cestou. Navíc je možno kdykoliv změnou programu vytvořit nový měřicí přístroj nebo upravit parametry stávajícího [4].

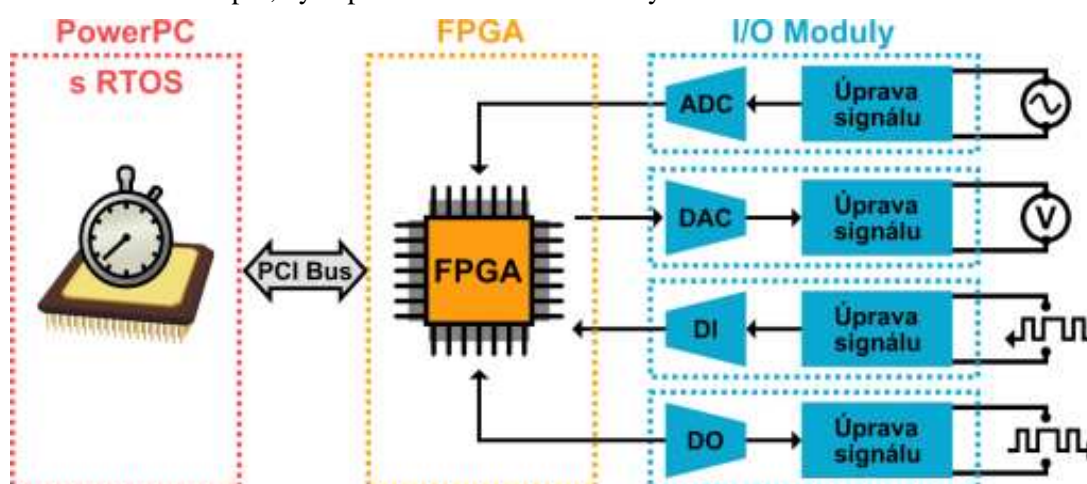
2.2 Platforma CompactRIO

Platforma cRIO patří do skupiny tzv. programovatelných kontrolérů pro automatizaci (PAC). Jedná se o moderní vestavný systém určený pro řízení a sběr dat. Systém je navržen pro aplikace, které vyžadují vysoký výkon a spolehlivost. Mezi základní vlastnosti této platformy patří:

- modulární koncepce
- otevřená hardwarová architektura
- mechanická odolnost
- malé rozměry a nízká spotřeba.

Hardwarová architektura platformy cRIO (viz obr. 3) se skládá z několika vrstev:

- kontrolér s OS reálného času
- vrstva FPGA
- zásuvné vstupní, výstupní a komunikační moduly.



Obr. 3 Blokové schéma platformy CompactRIO

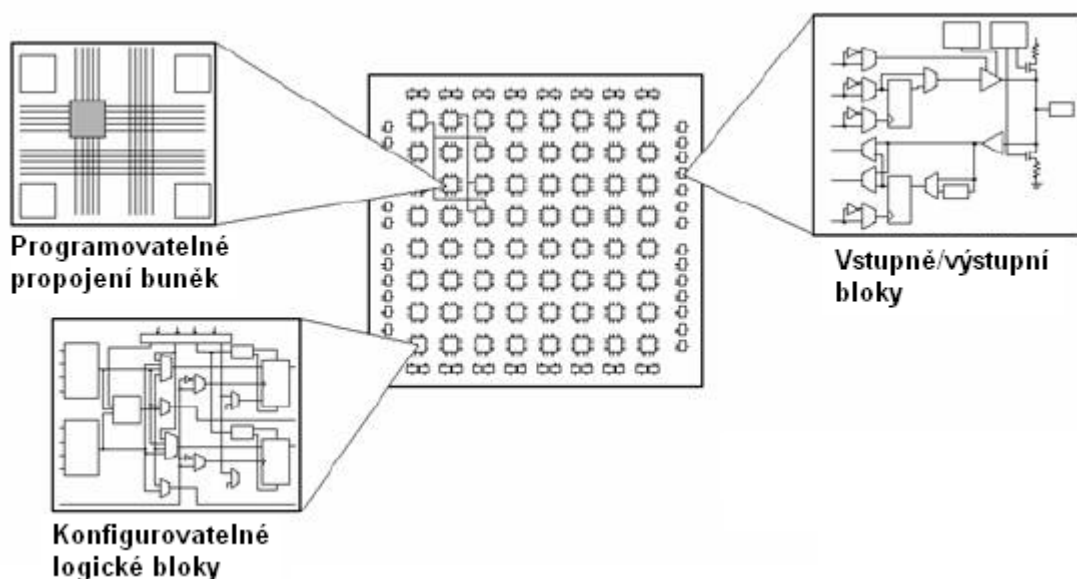
Každý vstupně/výstupní (I/O) modul je připojen přímo do FPGA, kde se na nejnižší úrovni provádí uživatelské časování a úprava signálů z jednotlivých I/O modulů. FPGA je propojeno s kontrolérem reálného času (RT) prostřednictvím vysoko rychlostní PCI sběrnice.

Vývoj softwarové aplikace pro tuto platformu se provádí v graficky orientovaném vývojovém prostředí LabVIEW. LabVIEW obsahuje vestavěné mechanismy pro přenos dat z I/O modulů do FPGA a také z FPGA do RT kontroléru, kde lze provádět zpracování naměřených dat, jejich analýzu a přenos dat do osobního počítače [13].

2.2.1 Vrstva FPGA

Architektura obvodů FPGA je tvořena konfigurovatelnými logickými bloky umístěnými v pravidelném rastru programovatelných propojovacích sběrnic. Na obvodu čipu se nacházejí

konfigurovatelné I/O bloky, které realizují rozhraní mezi vnitřní logikou a vývody I/O (viz obr. 4). Dalšími bloky nacházejícími se ve struktuře FPGA jsou násobičky případně blokové paměti RAM.



Obr. 4 Architektura obvodů FPGA

Každý konfigurovatelný logický blok (CLB) obsahuje tzv. *look-up tables* (LUT), klopné obvody (flip-flops), multiplexory, registry a signálové cesty pro řídicí signály. LUT si lze představit jako konfigurovatelnou paměť ROM se čtyřbitovou adresovou a jednobitovou datovou sběrnicí. LUT slouží jako generátor logické funkce.

Tab. 2 Základní parametry FPGA použitých v platformě cRIO

Typ FPGA	Hradla	Klopné obvody	LUTs	Násobičky	Blokové RAM (kb)
Virtex-II 1000	1 milion	10240	10240	40	720
Virtex-II 3000	3 miliony	28672	28672	96	1728
Spartan-3 1000	1 milion	15360	15360	24	432
Spartan-3 2000	2 miliony	40960	40960	40	720
Virtex-5 LX30	720	19200	19200	32	1152
Virtex-5 LX50	-	28800	28800	48	1728
Virtex-5 LX85	-	51840	51840	48	3456
Virtex-5 LX110	-	69120	69120	64	4608

Programování obvodů FPGA je převážně založeno na spínačích CMOS řízených údaji ve statických pamětech RAM. Z tohoto principu vyplývá, že po přerušení napájení obvod ztrácí svoji funkci. Vlastní datový konfigurační soubor proto musí být uložen v elektricky nezávislé paměti a po zapnutí napájení je nutno tento soubor nahrát do hradlového pole.

Vývoj aplikace pro vrstvu FPGA se provádí pomocí programovacího graficky orientovaného nástroje LabVIEW FPGA. Díky využití tohoto vývojového prostředí nejsou návrháři softwarových aplikací nuceni učit se speciální jazyky určené pro programování hradlových polí. Obvyklým jazykem pro programování hradlových polí je například VHDL [14].

Struktura FPGA se nachází v šasi platformy cRIO, do kterého se dále zasouvají příslušné moduly a kontrolér. V produktové nabídce firmy National Instruments existují i varianty, kdy je v šasi rovněž integrován i samotný RT kontrolér (například NI cRIO-9072). V rámci platformy cRIO zajišťuje vrstva FPGA přístup k I/O modulům a lze pomocí ní rovněž provádět zpracování I/O signálů. Jako zdroj hodinového signálu pro FPGA jsou použity 40 MHz hodiny, díky nimž lze provádět přesné deterministické časování pro časy od 25 ns. V této aplikaci je použito šasi NI cRIO 9104. Parametry šasi:

- 3 miliony hradel
- 8 slotů pro zásuvné moduly

Mezi výhody programovatelného hradlového pole ve srovnání s procesorovými systémy patří:

- rychlost zpracování – dána zpožděním jednotlivých HW prvků uvnitř FPGA,
- paralelní zpracování dat – každý kus paralelního kódu programu je vykonáván souběžně,
- spolehlivost – funkce programu je vykonávána přímo na hardwaru FPGA, minimalizuje se tím množství příčin, kde mohou chyby vznikat (operační systém, ovladače HW, apod.).

Jako nevýhodu lze zmínit například nutnost provést kompilaci programové aplikace vytvořené v LabVIEW FPGA pomocí překladače od firmy XILINX do formy, pomocí které budou propojeny jednotlivé prvky uvnitř FPGA. Doba zmíněného překladu je značně závislá na velikosti aplikace a výkonu počítače, na němž je překlad prováděn. Délka překladu se pohybuje v řádu jednotek minut, v extrémních případech až hodin.

2.2.2 RT kontrolér

Dalším prvkem platformy cRIO je kontrolér s operačním systémem reálného času. V nabídce firmy National Instruments je celá řada kontrolérů lišících se výkonem, velikostí operační paměti a paměti pro data a program.

Pro účely diplomové práce je použit kontrolér NI cRIO 9014. Ten má následující parametry:

- procesor Freescale MPC5200, taktovaný na frekvenci 400 MHz
- velikost operační paměti 128 MB
- paměť pro data a program 2 GB

Komunikace kontroléru s okolím je zajištěna pomocí integrovaných komunikačních rozhraní Ethernet a sériového komunikačního rozhraní RS232. Komunikační rozhraní Ethernet se využívá ke komunikaci s vývojovým prostředím a dále je využíváno v souvislosti s integrovaným webovým a souborovým serverem.

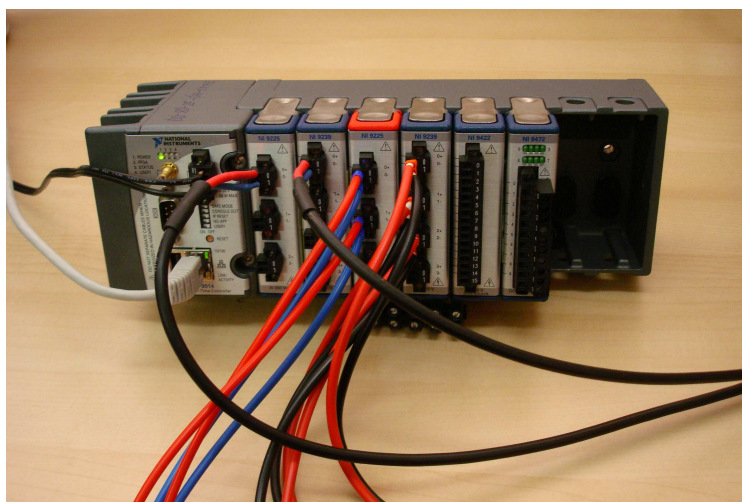
Dále je kontrolér vybaven USB rozhraním pro připojení paměťových médií s USB rozhraním. Jako operační systém reálného času je použit operační systém reálného času VxWorks. K napájení kontroléru se používá stejnosměrné napětí v rozsahu 9 - 35 V. Rozsah provozních teplot, kde lze kontrolér používat je od -40°C do 70 °C.

2.2.3 Připojení platformy cRIO k měřenému objektu

K měření vstupních signálů jsou použity moduly řady C, které v sobě mají integrovanou elektroniku pro úpravu signálů. Jedná se například o vestavěný anti-aliasing filtr u použitých modulů pro měření analogových veličin.

Pro měření napětí jsou použity moduly NI 9225. Jedná se o modul se třemi analogovými vstupy, které umožňují připojit měřené napětí až do velikosti ± 424 V. Každý analogový vstup je vybaven 24 bitovým analogově číslicovým (A/D) převodníkem. Maximální vzorkovací frekvence převodníků je 50000 vz/s [16].

Měření proudů je realizováno nepřímo pomocí proudových kleští, signál z měřicích kleští je měřen pomocí modulu NI 9239. K tomuto modulu lze připojit napěťový signál o velikosti maximálně ± 10 V. Tento modul je vybaven čtyřmi analogovými vstupy, každý kanál je opatřen samostatným A/D převodníkem. Parametry jednotlivých A/D převodníků (počet bitů převodníku a vzorkovací frekvence) tohoto modulu jsou obdobné jako u modulu NI 9225 [17]. Hardwarová konfigurace platformy cRIO, která plní funkci analyzátoru výkonu je uvedena na obr. 5.



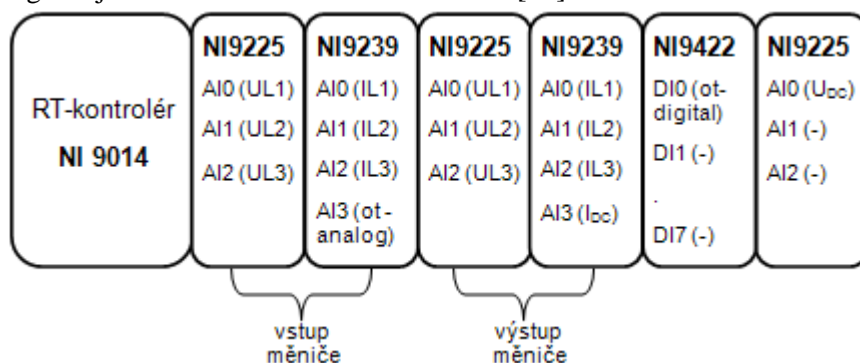
Obr. 5 cRIO - konfigurace použita při realizaci analyzátoru

Pro správné vyhodnocení výkonu, který je dán vztahem mezi signálem napětí a proudu ($p(t)=u(t) \cdot i(t)$), je nutné zajistit, aby během vzorkování těchto signálů mezi nimi nevznikalo fázové zpoždění. Oba použité moduly jsou charakteristické tím, že každý měřicí kanál je vybaven samostatným A/D převodníkem a vzorkování je simultánní, čímž by tato podmínka měla být splněna. Prostudováním manuálů k analogovým vstupním modulům však bylo zjištěno, že během vzorkování určité zpoždění vzniká.

A/D převodníky použitých modulů jsou typu sigma-delta. Specifickou vlastností převodníků využívajících principu sigma-delta je určité zpoždění vstupního signálu. Toto zpoždění se liší v závislosti na použitém typu A/D převodníku a vzorkovací frekvenci. Hodnota zpoždění je uvedena v manuálu daného modulu [15]. Zpoždění vstupního signálu napětí nebo

proudu ovlivňuje fázový posuv mezi těmito signály, čím způsobuje nekorektnost výpočtu výkonu. Proto je nutné pro správný výpočet výkonu zajistit, aby toto zpoždění nemělo na něj vliv. Po prostudování manuálů pro moduly NI 9225 a NI 9239 bylo zjištěno, že vstupní zpoždění obou modulů je totožné. Díky tomu není nutno řešit kompenzaci tohoto zpoždění. V případě použití modulů s různým vstupním zpožděním nebo kombinaci modulů vybavených sigma-delta převodníkem a modulu bez sigma-delta převodníku by bylo nutno toto zpoždění kompenzovat. Možnost, jak kompenzovat zpoždění, je např. použití filtru aplikovaného na signál s menším zpožděním, který bude mít zpoždění shodné jako modul s větším vstupním zpožděním. Tímto se dosáhne, že oba signály budou mít ve výsledku zpoždění shodné [15].

Snímač otáček s pulzním výstupem lze připojit k modulu NI 9422. Jedná se o modul, který obsahuje 8 kanálů pro vstup číslicového signálu. Vstupní číslicový signál, který je modul schopen zpracovávat může mít maximální frekvenci 4 kHz. Maximální rozsah napětí, který lze na vstup jednotlivých kanálů přivést je až 60 V. Pro úroveň logická nula je definován rozsah 0-5 V. Úroveň logická jedna má definován rozsah 11-60V [18].

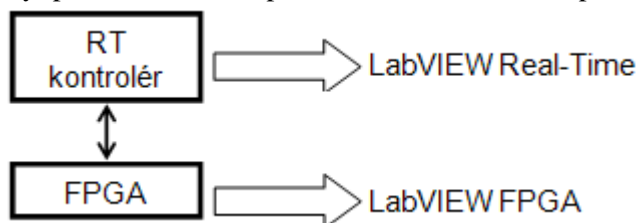


Obr. 6 cRIO – připojení měřených signálů ke vstupním modulům

Na obr. 6 je znázorněno blokové schéma platformy cRIO, ve kterém je vyznačeno připojení jednotlivých měřených signálů ke vstupním modulům. Pozice vstupních modulů včetně posloupnosti připojení měřených proudů a napětí odpovídají skutečnému zapojení, které bylo používáno v praktické realizaci této diplomové práce.

2.3 Tvorba softwarové aplikace pro platformu cRIO

Softwarová aplikace běžící na platformě cRIO se skládá z několika částí, které běží v jednotlivých vrstvách. Na obr. 7 jsou znázorněny dvě základní vrstvy platformy cRIO. Za další vrstvu může být považována část aplikace běžící na osobním počítači.



Obr. 7 Části softwarové aplikace platformy cRIO

Vývoj všech částí aplikace se provádí na osobním počítači, na kterém je potřeba mít nainstalován příslušný software.

2.3.1 Programové vybavení pro vývoj softwarové aplikace

K tomu, aby bylo možné vyvíjet softwarovou aplikaci pro platformu cRIO je nutné, aby na osobním počítači nainstalováno toto programové vybavení:

- LabVIEW
- LabVIEW Real-Time
- LabVIEW FPGA
- NI-RIO

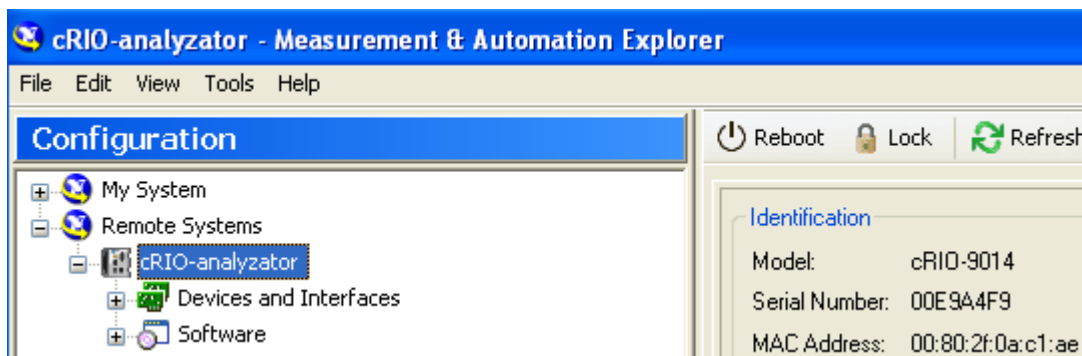
V případě softwaru NI-RIO nejde o vlastní vývojové prostředí. Jedná se o softwarovou podporu (ovladače) pro platformu cRIO. Software NI-RIO se používá v RT kontroléru platformy cRIO. Instalace NI-RIO se provádí prostřednictvím programu Measurement & Automation Explorer (MAX).

MAX je nástroj, který poskytuje přístup ke všem HW zařízením výrobce National Instruments: DAQ, GPIB, IMAQ, PXI, VXI apod., používá se pro konfiguraci a testování uvedených zařízení. Další funkcí je například zobrazení aktuálně nainstalovaného NI softwaru.

Postup instalace softwaru NI-RIO prostřednictvím MAX se provádí následujícím způsobem. Po rozkliknutí položky *Remote Systems* se objeví zařízení, která jsou v okamžiku hledání připojena, viz obr. 8. Pokud se zařízení neobjeví a je připojeno k počítači správně, může za tímto problémem stát aktivovaný firewall operačního systému Windows. Po deaktivaci firewallu by mělo dojít k odstranění tohoto problému.

Pokud byla platforma cRIO detekována správně, lze po kliknutí na položku této platformy provést její základní konfiguraci. Jedná se především o nastavení parametrů spojení prostřednictvím sítě Ethernet.

Instalace softwaru NI-RIO se provádí pomocí položky *Software*, která se nachází pod názvem připojené platformy (obr. 8). Pro tuto konkrétní aplikaci byla nainstalována verze NI-RIO 3.2.1.

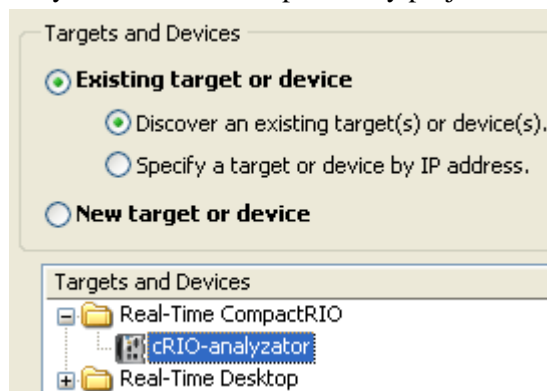


Obr. 8 Instalace NI-RIO

2.3.2 Založení nového RT projektu

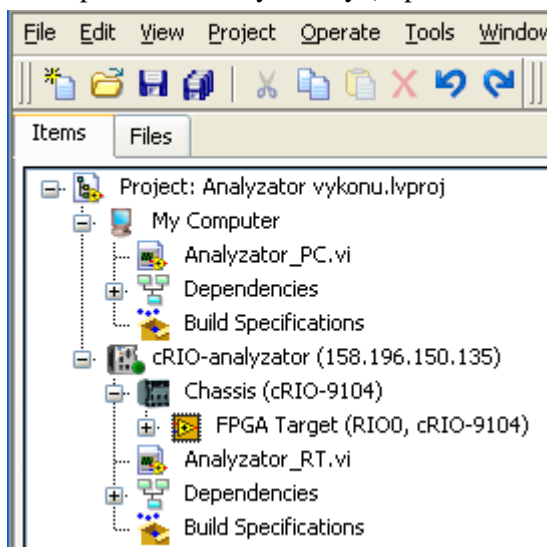
V případě, že jsou splněny všechny požadavky na instalaci požadovaného softwaru, lze přistoupit k vlastnímu vývoji aplikace. Postup pro zahájení tvorby nové aplikace je následující. Po spuštění vývojového prostředí LabVIEW se na úvodní obrazovce zvolí varianta nový *Real-Time project*. Následně se spustí průvodce, který napomáhá uživateli v založení projektu.

Průvodce obsahuje několik po sobě následujících obrazovek, pomocí nichž se provádí základní nastavování parametrů aplikace a konfigurace hardwaru platformy. Na první obrazovce se provádí pojmenování založeného projektu a nastavení cesty, kde se má projekt uložit. Na další obrazovce se volí platforma, pro kterou se bude RT aplikace vyvíjet, viz obr. 9. Následující obrazovka umožňuje nastavit například metodu, pomocí níž se má přistupovat k měřeným datům ze zásuvných modulů a další parametry projektu.



Obr. 9 Výběr platformy

Zmíněný přístup k datům ze zásuvných modulů lze realizovat následujícími způsoby. Existuje varianta, kdy se k datům přistupuje přímo tzv. *Scan Interface*, pomocí vrstvy FPGA nebo je možno využít kombinaci obou způsobů přístupu tzv. *hybrid mode*. Při použití přístupů k datům pomocí *Scan Interface* nemusí programátor řešit vývoj aplikace pro sběr dat uvnitř FPGA. K tomu, aby bylo možno využít tento typ přístupu, je nutné, aby byla v kontroléru cRIO nainstalována verze softwaru NI-RIO, která tento typ přístupu umožňuje. Dále musí být použity I/O moduly, který tento režim podporují [21]. V rámci této práce byla využívána metoda přístupu prostřednictvím vrstvy FPGA, neboť se v FPGA v rámci úspor výpočetního výkonu procesoru, prováděly některé operace s měřenými daty (např. škálování apod.).

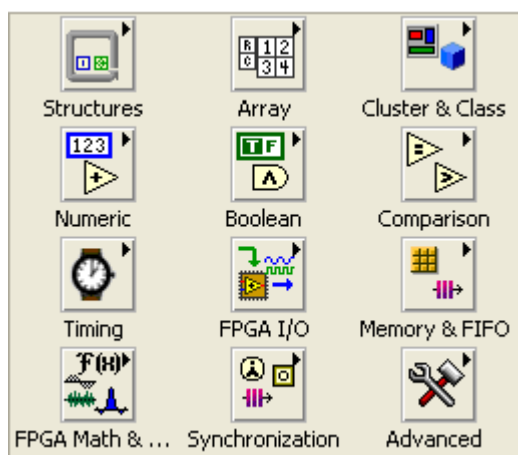


Obr. 10 Založený RT projekt

Po úspěšném založení projektu se vytvoří hierarchická struktura uvedená na obr. 10. Z obrázku je patrné rozčlenění projektu na jednotlivé části aplikace, které jsou vykonávány v dílčích vrstvách (osobní počítač, RT kontrolér, FPGA). Dokončením této přípravné fáze je možné přistoupit k vlastnímu vývoji v tomto případě měřicí aplikace.

2.3.3 Vývoj aplikace pro vrstvu FPGA

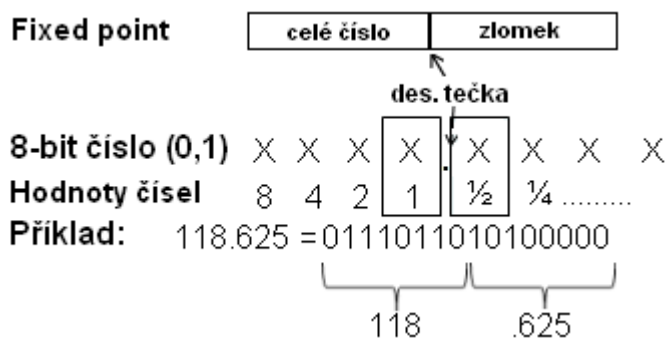
Vývoj aplikace pro hradlové pole viz kapitola 2.2.1, se provádí v doplňujícím modulu prostředí LabVIEW FPGA. Díky použití tohoto nástroje se u programátorů nevyžaduje znalost speciálního jazyka pro vývoj aplikací pro FPGA, jako je například jazyk VHDL. Princip práce s prostředím LabVIEW FPGA je shodný jako s klasickým prostředím LabVIEW, které se využívá k tvorbě aplikací určených pro osobní počítač.



Obr. 11 Paleta funkcí LV FPGA

Programátorovi je k dispozici paleta funkcí viz obr. 11, ze které vybírá jednotlivé funkce pomocí níž je postupně definována funkce celého programu. Počet dostupných funkcí ve srovnání s tvorbou aplikace pro kontrolér nebo PC je však menší. Vyskytují se i některé odlišnosti. Jedná se především o matematické operace, které jsou z principu činnosti FPGA založeny pouze na operacích s celočíselnými datovými typy (integer). Tento aspekt bylo nutno vzít v úvahu především při operacích jako je například dělení [20].

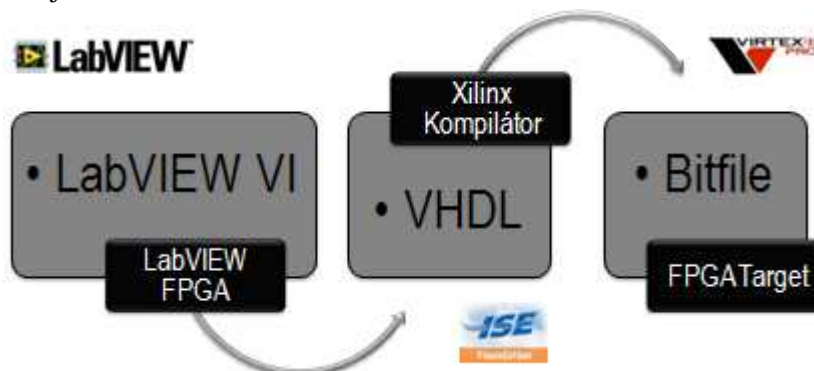
V novějších verzích vývojového prostředí LabVIEW (8.5 a výše) je implementována podpora datového typu fixed-point. Použití tohoto datového typu umožnilo zjednodušení práce s reálnými čísly (číslo, které se skládá z části před a za desetinnou tečkou).



Obr. 12 Reprezentace čísla datovým typem fixed point

Na obr. 12 je znázorněn příklad zapsání čísla 118,625 pomocí datového typu fixed-point [20].

Další rozdíl ve srovnání s tvorbou aplikace pro procesorový systém spočívá v nutnosti překladu vyvinutého kódu pomocí speciálního kompilátoru. Tento kompilátor slouží k převodu kódu programu do podoby, kterou je možno propojit prvky uvnitř struktury FPGA. Princip kompilace kódu je zobrazen na obr. 13.



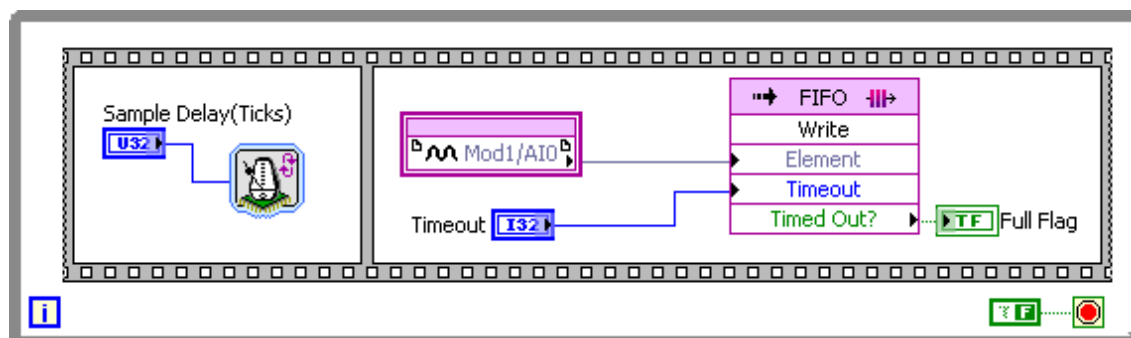
Obr. 13 Kompilace LabVIEW VI pro FPGA

Nejprve je grafický kód převeden do textově orientovaného kódu v jazyce VHDL, který je optimalizován a dochází k syntéze konfigurace hradlového pole. Nakonec je vygenerován tzv. *bitfile*. Tento soubor obsahuje informace o tom, které prvky uvnitř programovatelného hradlového pole se mají propojit a také jakým způsobem, tak aby byla splněna požadovaná funkce programu.

2.3.4 Komunikace FPGA – RT kontrolér

Výměnu dat mezi hradlovým polem a RT kontrolérem lze realizovat několika způsoby. Nejjednodušší způsob realizace výměny dat je pomocí proměnné. Tímto způsobem lze realizovat obousměrný přenos informací z FPGA do kontroléru a opačně.

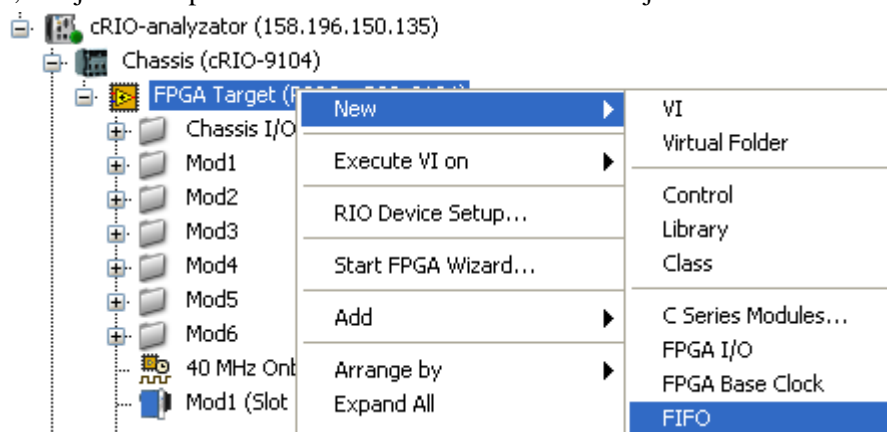
Dalším typem přenosu dat je přenos realizovaný pomocí DMA FIFO paměti. Tento typ přenosu je vhodný zejména pro přenos většího množství dat například z analogových vstupních modulů.



Obr. 14 DMA přenos jednoho měřicího kanálu

Na obr. 14 je znázorněna ukázka jednoduchého programu, který realizuje čtení dat z analogového vstupního modulu do FIFO paměti. Použitím tohoto typu přenosu by nemělo dojít k možnosti ztráty dat při přenosu z FPGA do kontroléru a opačně, protože data ve FIFO

paměti zůstávají, dokud nejsou vyčtena nebo explicitně odstraněna. Před vložením FIFO paměti do programu je nutné provést její konfiguraci a vložení do projektu. Přidání se provádí kliknutím pravého tlačítka myši na položku *FPGA Target* viz obr. 15. Poté se vybere položka *New-FIFO*. Nově vloženou paměť FIFO je nutné nakonfigurovat. Konfigurace se provádí prostřednictvím položky *Properties*, která se zobrazí po kliknutí pravého tlačítka myši na vloženou položku paměti. V rámci konfigurace se provádí nastavení datového typu, který bude přenášen, dále se vybírá počet elementů paměti a směr přenosu dat. Směr toku se nastavuje podle toho, zda jsou data přenášena směrem z FPGA nebo do něj.



Obr. 15 Přidání DMA FIFO do projektu

Během přenášení dat je nutné sledovat, zda nedochází k přetečení paměti. Přetečení je signalizováno signálem *Timed Out?*, která je zobrazena na obr. 14. Pokud k přetečení dochází lze tento problém vyřešit těmito způsoby:

- zvětšení množství vyčítaných dat v kontroléru,
- zvětšení rychlosti vyčítání dat v kontroléru,
- zvětšením velikosti FIFO paměti,
- snížením vzorkovací frekvence v FPGA [21].

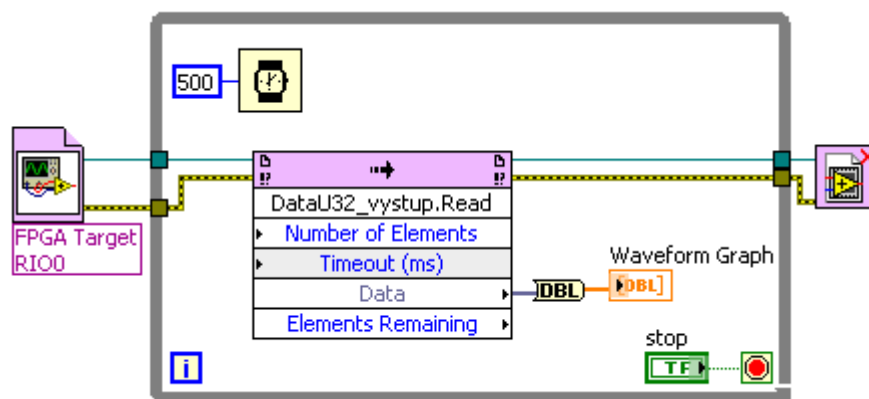
2.3.5 Vývoj aplikace pro RT kontrolér

Možnosti programování aplikace pro RT kontrolér jsou shodné jako při tvorbě aplikace na osobním počítači. K vývoji aplikace je však nutné použít doplňující modul vývojového prostředí LabVIEW Real-Time. Paleta funkcí tohoto prostředí navíc obsahuje specifické položky, které například řeší komunikaci s programem v hradlovém poli. Dále tyto funkce umožňují například použití funkce *watchdog* (WDT), ovládání uživatelsky konfigurovatelných LED indikátorů na čelním panelu kontroléru, nastavení hodin reálného času apod.

Ke komunikaci s FPGA se používá paleta funkcí s názvem *FPGA Interface*. Paleta obsahuje několik položek, z nichž pro základní funkci slouží:

- Open FPGA VI Reference – otevírá referenci na FPGA VI nebo na *bitfile*, který reprezentuje program (VI) vykonávaný v FPGA a se kterým bude prováděna komunikace. Výběr požadovaného VI (nebo *bitfile*) v FPGA se provádí v menu, jenž se zobrazí po kliknutí pravého tlačítka myši na tuto položku

- Read/Write Control – slouží ke čtení nebo zápisu hodnot do prvků (proměnných), které se v rámci LabVIEW nazývají *control* a *indicator*. Toto může být využito například k nastavování frekvence vzorkování, trimovacích podmínek apod.
- Invoke Method – lze použít k operacím jako je resetování a spuštění aplikace v FPGA, čekání a potvrzování přerušení, čtení dat z FIFO apod.
- Close FPGA VI Reference – uzavírá referenci na VI v hradlovém poli [21]

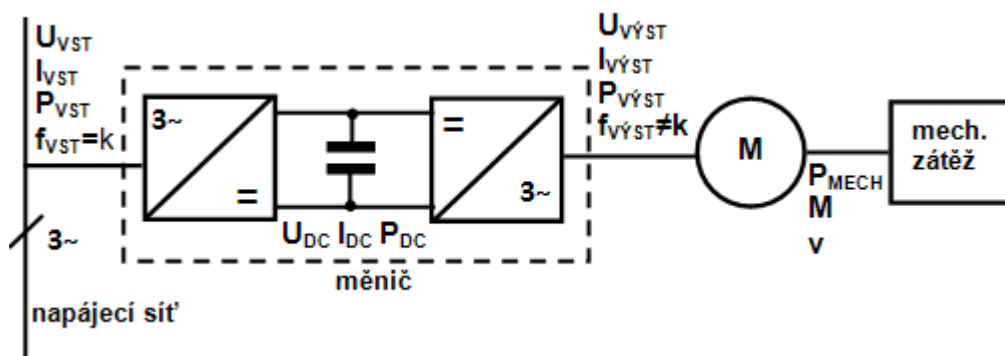


Obr. 16 Příklad čtení dat z FPGA v kontroléru

Na obr. 16 je znázorněna jednoduchá ukázka kódu programu, pomocí něhož lze realizovat načítání měřených dat z vrstvy FPGA. K realizaci je použita smyčka *while*, která běží každých 500 ms. V ně smyčky se nacházejí bloky *Open FPGA VI Reference* a *Close FPGA VI Reference*. Uvnitř smyčky je umístěna metoda realizující vlastní čtení dat.

3 Problematika měření výkonů

K tomu, aby bylo možné vyhodnotit účinnost testovaného měniče resp. účinnost celého řetězce elektrického pohonu, je nejprve nutné určit výkony jednotlivých dílčích částí.



Obr. 17 Blokové schéma elektrického pohonu

Na obr. 17 jsou zobrazeny jednotlivé části elektrického pohonu. Z obrázku je patrné, že pro komplexní analýzu je nutné změřit tyto výkony:

- výkon na vstupu měniče P_{VST} ,

- výkon na výstupu měniče P_{VYST} ,
- výkon stejnosměrného meziobvodu P_{DC} ,
- mechanický výkon na hřídeli motoru P_{MECH} .

3.1 Měření elektrických výkonů

3.1.1 Definice měřených veličin

Okamžitá hodnota výkonu elektrického proudu je definována součinem okamžitých hodnot napětí a proudu, tedy:

$$p(t) = u(t) \cdot i(t), \quad (1)$$

kde $p(t)$ je okamžitý výkon [W], $u(t)$ je okamžitá hodnota napětí [V] a $i(t)$ je okamžitá hodnota proudu [A].

V obvodech stejnosměrného proudu, kde proud i napětí jsou konstantní, pak platí:

$$P = p(t) = U \cdot I. \quad (2)$$

V obvodech střídavého proudu se definuje střední hodnota výkonu za periodu (tzv. činný výkon, tj. výkon, který koná práci) vztahem:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt. \quad (3)$$

Činný výkon spotřebovávaný v zátěži se považuje za kladný, výkon dodávaný zdrojem za záporný. V případě harmonických průběhů napětí i proudu s efektivními hodnotami U a I a fázovým rozdílem φ pak platí:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U \sqrt{2} \sin(\omega t) I \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi) dt \quad (4)$$

a po úpravě

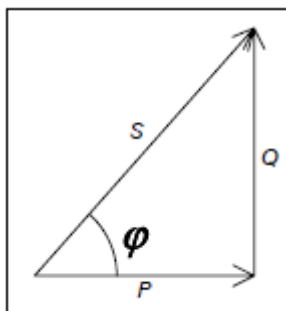
$$P = \frac{2}{T} UI \left[\frac{1}{2} \int_0^T \cos \varphi dt - \frac{1}{2} \int_0^T \cos(2\omega t) dt \right] = UI \cos \varphi. \quad (5)$$

Pro harmonické průběhy je dále definován jalový výkon Q a zdánlivý výkon S (viz obr. 18) vztahy:

$$Q = UI \sin \varphi \quad (6)$$

a

$$S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2}. \quad (7)$$



Obr. 18 Trojúhelník výkonů

Pro neharmonické průběhy je činný výkon dán součtem výkonů jednotlivých harmonických složek, tedy:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t)i(t)dt = U_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n, \quad (8)$$

kde U_n a I_n jsou efektivní hodnoty jednotlivých harmonických složek a φ_n jejich fázové rozdíly. Obvykle je jalový výkon v tomto případě definován jako:

$$Q = \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n \quad (9)$$

a zdánlivý výkon:

$$S = UI = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}, \quad (10)$$

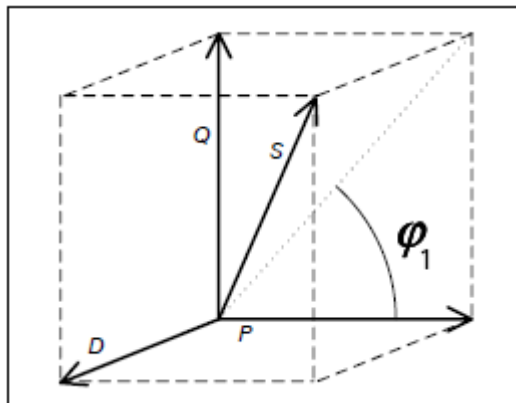
kde D je tzv. deformační výkon. Pak lze definovat účinník λ (PF) vztahem:

$$\lambda = \frac{P}{S} [1]. \quad (11)$$

Z hodnoty účinníku lze posoudit, do jaké míry jsou účinně využívány možnosti elektroenergetického systému. Například jsou-li z téže sítě napájeny dva odběry zatěžující rozvodný systém stejným proudem, z nichž jeden pracuje s účinníkem $\lambda = 1$ a druhý s $\lambda = 0,5$, tato druhá zátěž bude ve srovnání s první zátěží umožňovat odběr pouze poloviny činného výkonu. Toto je důvodem snahy o dosažení účinníku pokud možno blížícímu se jedné [12].

Na obr. 19 je vyjádřen vztah mezi činným, jalovým, deformačním a zdánlivým výkonem. Zdánlivý výkon S je znázorněn jako prostorová úhlopříčka kváдру o hranách P , Q a D . Nově zaváděná terminologie souhrnně označuje jalový a deformační výkon soustavy s neharmonickými průběhy jako neaktivní výkon Q_- (non-active power) [12]. Ten lze určit podle vztahu:

$$Q_- = \sqrt{S^2 - P^2}. \quad (12)$$



Obr. 19 Vztah mezi výkony při neharmonických průbězích

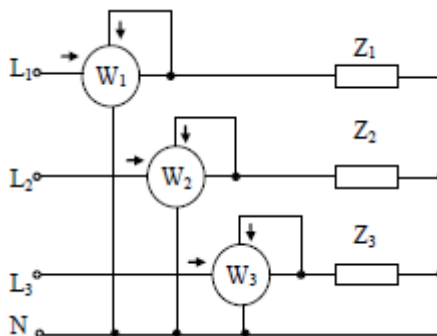
3.1.2 Měření třífázového výkonu

Pro měření výkonu v třífázové soustavě platí Blondelův teorém: *Pro měření celkového činného výkonu v n-vodičové soustavě je zapotřebí minimálně n-1 wattmetrů, měření je správné při obecné soustavě napětí i obecné zátěži, a to i při neharmonických průbězích.*

Na obr. 20 je znázorněno zapojení pro měření třífázového výkonu ve čtyřvodičové síti s obecnou zátěží. Ze zapojení je patrné, že je splněn Blondelův teorém tzn., že k měření jsou ve čtyřvodičové síti použity tři wattmetry. Celkový činný výkon zátěže (po korekci, příp. zanedbání chyby metody) lze vyjádřit podle vztahu:

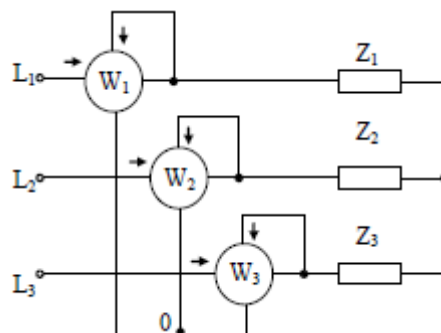
$$P = P_{W1} + P_{W2} + P_{W3}, \quad (13)$$

kde P_{Wi} jsou údaje jednotlivých wattmetrů [1]. V případě měření se souměrnou zátěží jsou výkony ve všech fázích shodné, tj. lze použít jeden wattmetr a naměřená hodnota se vynásobí třemi [6].



Obr. 20 Měření výkonu v trojfázové čtyřvodičové síti

V případě třívodičové sítě, kdy se za předpokladu stejných vstupních odporů napět'ových obvodů vytvoří jejich zapojením do společného uzlu podle obr. 21 tzv. umělá nula. Celkový činný výkon je pak roven součtu výkonů naměřených jednotlivými wattmetry.

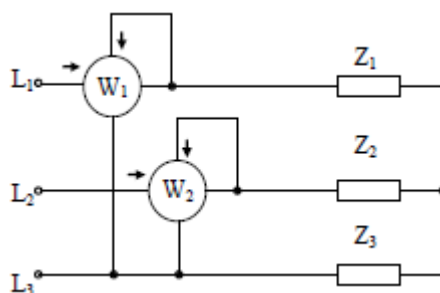


Obr. 21 Měření výkonu v trojfázové třívodičové síti

Podle Blondelova teorému lze však v třívodičové síti použít pouze dva wattmetry, které jsou zapojeny podle tzv. Aronova zapojení (obr. 22). V tomto případě musí být dle Kirchhoffových zákonů součet proudů ve všech fázích roven 0 [1]. Musí platit $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, a tedy $i_3 = -(i_1 + i_2)$. Pak lze celkový výkon určit podle vztahu:

$$P = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T (u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3) dt = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T [u_1 i_1 + u_2 i_2 - u_3 (i_1 + i_2)] dt = \frac{1}{T} \int_{t=0}^T (u_{13} i_1 + u_{23} i_2) dt \quad (14)$$

$$= P_{W1} + P_{W2}$$



Obr. 22 Aronovo zapojení

3.1.3 Měření výkonu na číslicovém systému

V případě použití číslicového měřicího systému, lze z naměřených vzorků proudů a napětí stanovit činný výkon jako střední hodnotu okamžitých výkonů:

$$P = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i \cdot i_i, \quad (15)$$

kde P je činný výkon [W], n je počet naměřených vzorků [-], u je okamžitá hodnota napětí [V] a i je okamžitá hodnota proudu [A].

Zdánlivý výkon ve fázi lze určit jako součin efektivních hodnot napětí a proudů. Efektivní hodnotu napětí lze určit podle vztahu:

$$U = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2}. \quad (16)$$

Efektivní hodnota proudu je:

$$I = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n i_i^2} . \quad (17)$$

Pro zdánlivý výkon tedy platí:

$$S = UI = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n i_i^2} \quad (18)$$

kde S je zdánlivý výkon [VA].

V obvodech s pulzně řízenými zdroji není zpravidla vhodné vycházet z předpokladu souměrnosti zdroje a zátěže, a proto je nutné měřit třífázový výkon buď měřením výkonu ve všech fázích nebo pomocí Aronova zapojení [10]. Třífázový výkon při měření ve třech fázích lze tedy určit podle vztahu:

$$P = P_{L1} + P_{L2} + P_{L3} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{L1i} \cdot i_{L1i} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{L2i} \cdot i_{L2i} + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_{L3i} \cdot i_{L3i} , \quad (19)$$

kde P_{L1} , P_{L2} a P_{L3} jsou výkony v jednotlivých fázích.

3.1.4 Měření výkonů v obvodech s měniči

Výstupní obvody měničů jsou řešeny výkonovými spínacími prvky a jejich výstupní napětí je formováno pulzně šířkovou modulací se spínacími frekvencemi přibližně od 1 do 20 kHz. Jde především o měniče frekvence pro střídavé elektrické pohony a o pulzní měniče. Výstupní napětí těchto měničů jsou tvořena úzkými obdélníkovými pulzy se strmými hranami – s velkým du/dt . Velká strmost napětí je dána krátkou spínací dobou výstupních tranzistorů měniče, která se pohybuje přibližně v rozmezí od desetin do jednotek mikrosekund. Výstupní napětí měničů jsou proto zatížena vyššími harmonickými složkami. Výstupní proudy měničů jsou zpravidla filtrovány indukčnostmi zátěže a v případě měničů frekvence se první harmonická projevuje podstatně více než první harmonická napětí.

Vzhledem k tomu, že výstupní proud měniče a zejména výstupní napětí obsahuje vyšší harmonické složky, nelze obecně použít pro měření elektrického výkonu prostředků a metod, které se používají v sinusově příp. stejnosměrně napájených obvodech. Některé měřicí přístroje určené pro měření v sinusově popř. stejnosměrně napájených obvodech, lze v obvodech s neharmonickým napájením použít pro přibližná či orientační měření, některé měřicí přístroje nelze použít vůbec.

Při měření výkonu se obecně ve všech obvodech nejlépe osvědčují přístroje, které pracují na tepelném principu. Tyto přístroje jsou však méně dostupné, nákladné a velmi citlivé na přetížení [10].

Pro měření výkonu lze použít i číslicové měřicí přístroje, s nimiž lze provádět přesná měření. Na trhu se vyskytuje řada síťových analyzátorů známých výrobců, které lze použít i pro testování účinnosti měničů (YOKOGAWA, Fluke, LEM-Norma).

V případě použití měřicího systému, který pracuje na číslicovém principu, je nutné pro správné vyhodnocení účinnosti vzít v úvahu následující podmínky:

- volba dostatečně vysoké vzorkovací frekvence

- měření hodnot na stejných časových úsecích, které jsou celočíselným násobkem hodnoty periody napětí resp. proudu [9].

Pro určení hodnot výkonů lze využít vztahy popsané v kapitole 3.1.3.

3.2 Měření mechanických výkonů

Pro určení mechanického výkonu na hřídeli motoru je nutné změřit rychlost otáčení a točivý moment hřídele. Ze změřených hodnot otáček a točivého momentu (krouticího momentu, momentu síly) lze určit výkon podle vztahu:

$$P = M \cdot \omega, \quad (20)$$

kde P je mechanický výkon [W], M je točivý moment [N.m] a ω je úhlová rychlost [rad/s].

Ze vztahu je zřejmé, že při nulových otáčkách bude výkon nulový, stejně tak i při chodu na prázdko.

3.2.1 Měření otáček

Měření otáček představuje v technické praxi poměrně obsáhlou část z oboru měření neelektrických veličin.

Podle způsobů snímání otáčivého pohybu lze snímače rozdělit na:

- mechanické,
- elektrické.

V současné době se již většinou používají snímače elektrické a to zejména z důvodu možnosti dálkového měření, regulace apod.

Snímače lze dále rozdělit podle toho, zda při měření dochází ke kontaktu s měřeným objektem na:

- kontaktní,
- bezkontaktní.

Nevýhodou kontaktních snímačů je přímý mechanický kontakt s měřeným objektem. S ohledem na tuto skutečnost je pro tyto snímače charakteristické, že zatěžují měřený objekt a mají omezený rozsah i střední dobu života [11].

Mezi kontaktní snímače otáček patří například generátorové snímače otáček. U těchto snímačů je jejich výstupní napětí přímo úměrné měřeným otáčkám. Podle výstupního napětí se tyto snímače dělí:

- tachometrické dynamo
- tachometrické generátory

Tachometrické dynamo

U tachometrického dynamu (obr. 23) je kotva dynamu pevně spojená s měřenou rotující částí. Kotva se nachází v poli permanentního magnetu a při rychlosti otáčení v [m.s⁻¹] se do ní indukuje elektromotorické napětí E [V]:

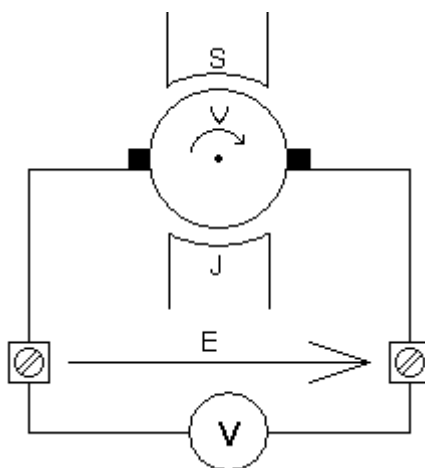
$$E = B \cdot l \cdot v, \quad (21)$$

kde B [T] je magnetické sycení a l [m] je aktivní délka vodiče kotvy. Je-li průměr kotvy D [m] pak obvodová rychlost je:

$$v = \frac{\pi \cdot D \cdot n}{60}, \quad (22)$$

kde n [s^{-1}] je frekvence otáčení.

Indukované elektromotorické napětí je lineárně závislé na měřených otáčkách. Výstupní napětí je ve skutečnosti nižší vlivem úbytku na vnitřním odporu kotvy (při zatížení). Výrobce proto předepisuje velikost zatěžovacího odporu. Polarita výstupního napětí je závislá na smyslu otáčení.



Obr. 23 Tachometrické dynamo

Tachometrický generátor

U tachometrického generátoru je výstupní napětí střídavé. Se změnou otáček se mění jeho velikost i frekvence podle vztahu:

$$f = \frac{p \cdot n}{60}, \quad (23)$$

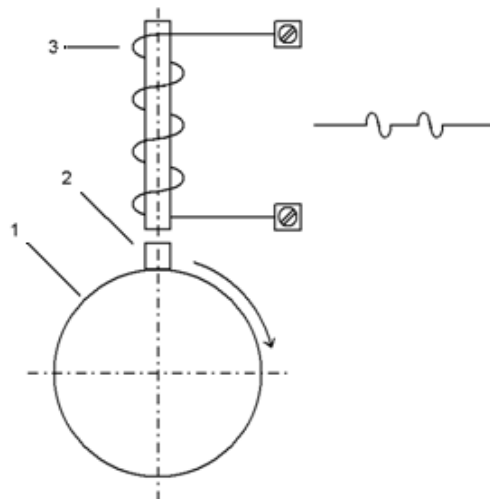
kde f [s^{-1}] je frekvence výstupního napětí generátoru, p [-] je počet pólových dvojic a n [ot/min] je rychlost otáčení.

Další skupinou snímačů rychlosti jsou bezkontaktní snímače, mezi tyto snímače patří:

- indukční snímače,
- snímače s Hallovou sondou,
- fotoelektrické snímače,
- stroboskopické otáčkoměry.

Indukční snímače

Indukční snímače lze realizovat různým způsobem. V každém případě se jedná o generátorový aktivní snímač, u něhož se využívá indukčního zákona.



Obr. 24 Indukční otáčkoměr

Jedna z možných konstrukcí je znázorněna na obr. 24. Na hřídeli 1 je upevněn malý permanentní magnet 2, který při otáčení indukuje v pevné cívce 3 pulsy, jejichž počet je úměrný rychlosti otáčení. Pro vyhodnocení rychlosti lze použít čítač.

Měří se počet impulsů během předem určené doby a údaj představuje střední hodnotu otáček (Hz nebo ot/min). Při měření nízkých otáček je z důvodu přesnosti výhodnější měřit dobu mezi dvěma po sobě následujícími impulsy. Ze získaného časového údaje se poté určí rychlost otáčení. Další možností jak určit rychlost otáčení, je použití integrační metody. Impulsy od snímače se poté převádějí na stejnosměrný proud [22].

3.2.2 Měření točivého momentu

K měření krouticího momentu síly se využívá deformačních členů, nejčastěji hřídele s kruhovým průřezem. Tento měřicí člen je namáhán momentem síly. Deformace hřídele se měří pomocí tenzometru nebo snímačem výchylky. Používají se také měřiče, u nichž se využívá změny magnetických vlastností deformovaného hřídele.

Jednotkou momentu síly je newtonmetr (N.m). Newtonmetr je moment síly 1 newtonu, jejíž působíště má od referenčního bodu vzdálenost 1 metr [22].

Měřiče momentu síly lze z fyzikálního hlediska rozdělit do následujících skupin:

- měřiče pro nepřímé měření momentu síly,
- odporové měřiče,
- indukčnostní měřiče,
- magnetoelastické měřiče,
- měřiče s využitím Wiedemannova jevu,
- kapacitní měřiče.

Nepřímé měření momentu síly

V některých případech je možné moment síly určit nepřímo z naměřených hodnot. Tohoto způsobu lze využít například u elektromotoru, kde lze moment určit u hodnot – napětí, proudu a rychlosti otáčení podle vztahu:

$$M_M = 60 \cdot \frac{P}{n}, \quad (24)$$

kde M_M je moment motoru [N.m], P je výkon motoru [W] a n je počet otáček [ot/min].

Určení momentu z naměřených hodnot není přesné a vhodné, neboť je nutné měřit několik veličin a určení účinnosti bývá velmi obtížné [22].

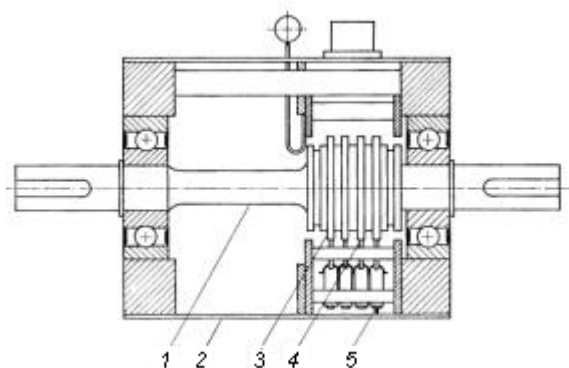
Odporové měřiče

Mezi nejvíce rozšířené měřiče momentu síly patří odporové měřiče. Deformaci měřicího členu (hřídele) je možné měřit několika způsoby, a to:

- *odporovým potenciometrem*, který pracuje jako snímač úhlové výchylky. Tento způsob vyžaduje velké deformace měřicího členu. Jedná se o málo používaný typ snímače. Požívá se jako převodník k mechanickým snímačům momentu síly.
- *odporovým tenzometrem*, který pracuje jako snímač smykového napětí. Použití tenzometrů je velice časté a je vhodné pro dynamická měření. Jako deformační prvek se většinou používá hřídel. Na jejím povrchu jsou ve směru maximálních smykových napětí, tj. pod úhlem 45° vzhledem k ose hřídele, nalepeny odporové tenzometry, které vytvářejí celý můstek. Je nutno vyloučit vliv tahových a ohybových napětí [22].

Na obr. 25 je zobrazen princip snímače momentu síly s odporovými tenzometry. Na měřicí části hřídele 1 jsou do můstku nalepeny odporové tenzometry. Signál z měřicích a napájecích bodů můstku je veden přes sběrací kroužky 3 a sběrače 4 na svorkovnici 5 na statorové části. Celý snímač je uzavřen krytem 2. Z důvodu, aby nedocházelo k opotřebení sběračů v době, kdy se neměří, je možno sběrače od kroužků pákovým mechanismem odklonit.

Rozsah měřených hodnot je 10 N.m až 100 kN.m, dosahují přesnosti až 0,1 %. Výstupní napětí je 1 až 2 mV na 1 volt napájecího napětí. Teplotní rozsah snímače je 0 až 70 °C. Nejvyšší otáčky 7000 až 15000 ot/min. Při dynamických měřeních je nezbytné napájení můstku stejnosměrným napětím nebo střídavým napětím o vyšším kmitočtu [22].

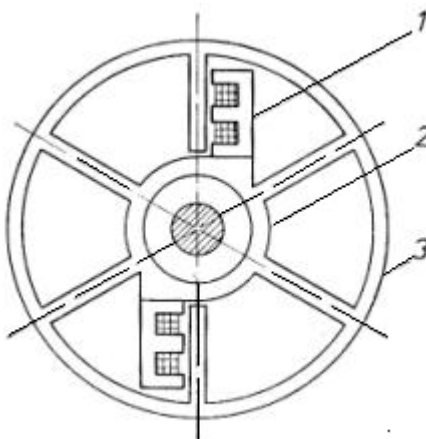


Obr. 25 Princip snímače momentu síly s odporovými tenzometry

Indukčnostní měřiče

Jako snímačů momentu síly se používají především typy s malou vzduchovou mezerou. Úhlová výchylka dvou průřezů hřídele se převede na změnu vzduchové mezery. Speciální konstrukce umožňují umístění na statorovou část hřídele. Tím jsou odstraněny komplikace s přenosem signálu z rotující hřídele. Takové řešení je velmi složité [22].

Jiné řešení je, kdy na hřídeli jsou v určitém rozestupu umístěny tři prstence z nemagnetického materiálu. Na dvou krajních jsou pak umístěny ploché prstence z feromagnetického materiálu, opatřené zuby, které jsou na straně ke středu. Mezi těmito prstenci je umístěn třetí prstenec, také z feromagnetického materiálu, se zuby na obou stranách. Zuby krajních a středního sloupce prstence do sebe zapadají s vůlí, která je v celém obvodu konstantní a tvoří vzduchové mezery $d1$, $d2$. Okolo tohoto systému je umístěna cívka nebo systém cívek. Zkroucením hřídele dojde ke změně vzduchových mezer $d1$, $d2$ a tím ke změně indukčnosti nebo vzájemné indukčnosti snímače. Tato změna odpovídá momentu síly. Takovéto snímače se vyrábějí pro použití do 4000 ot/min. Jejich hlavní nevýhodou je, že mají vývody pouze ve statorové části [22].

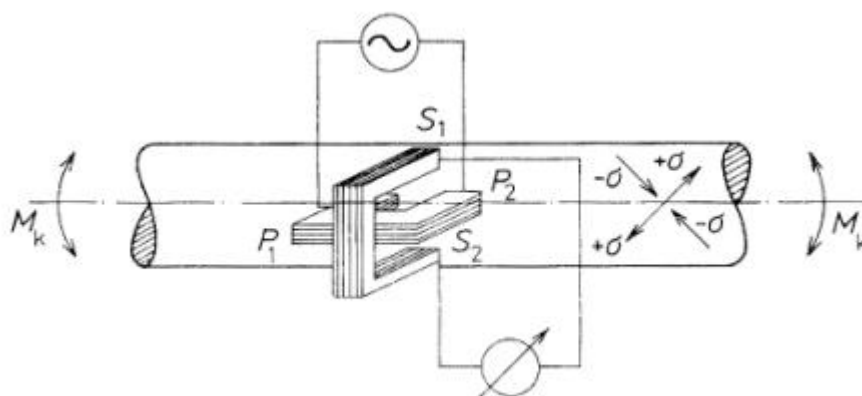


Obr. 26 Indukčnostní snímač polohy pro měření momentu síly

Na obr. 26 je zobrazeno uspořádání snímače s využitím běžného indukčnostního snímače polohy. Ohybová deformace ramen řemenice se měří dvěma shodnými snímači polohy, jejichž cívky jsou zapojeny do můstku [22].

Magnetoanizotropní měřiče

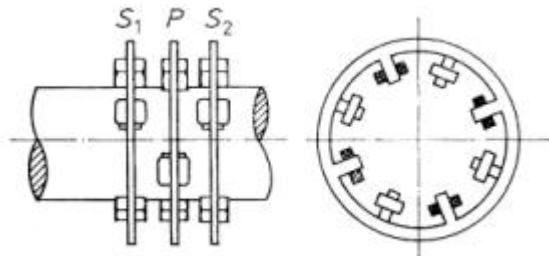
Snímač je složen ze dvou magnetických obvodů. Budící vinutí je napojeno na zdroj střídavého proudu konstantního kmitočtu a amplitudy. Tím je vytvořeno symetrické magnetické pole na povrchu hřídele. Jádra jsou umístěna otevřenou částí blízko hřídele tak, že budící magnetický obvod je rovnoběžný s osou hřídele viz obr. 27.



Obr. 27 Magnetoanizotropní snímač krouticího momentu

Budící magnetické pole je souměrné, proto neprochází sekundárním obvodem umístěným kolmo k budícímu. Je-li však hřídel zatížena krouticím momentem, deformuje se také magnetické pole obvodu a tak dojde k průchodu magnetického toku sekundárním magnetickým obvodem. Tím je na něm indukováno napětí, úměrné velikosti deformace magnetického pole a tím i působícímu momentu síly. Takto konstruovaný snímač je velmi citlivý na nehomogenitu hřídele [22].

Tyto nežádoucí vlivy odstraňuje tzv. prstencový snímač (obr. 28). Ten se skládá ze tří stejných prstenců, které mají vyčnívající póly S_1 , P , S_2 a mohou být pro snadnou montáž složeny ze dvou polovin.



Obr. 28 Prstencový magnetoanizotropní snímač krouticího momentu

Vinutí cívek na jednotlivých pólových nástavcích jsou zapojeny tak, že mají střídavě opačný smysl. Střední prstenec je oproti oběma vnějším posunut o polovinu pólové rozteče, přičemž vzdálenost mezi prstenci je rovněž rovna polovině pólové rozteče.

Střední prstenec slouží jako budící magnetický obvod. Oba vnější prstence jako sekundární (měřicí), jejich snímací cívky jsou zapojeny v sérii s opačným smyslem vinutí. Při zatížení hřídele momentem síly vznikají v povrchových vláknech hřídele tečná napětí. Tato napětí mají tahovou složku $+\sigma$ a tlakovou $-\sigma$. Obě působí k ose hřídele pod úhlem 45° . Tím dochází ke změně permeability.

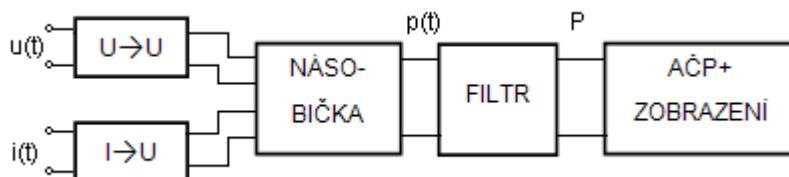
Tento typ snímače má malé rozměry, především měřicí délku, výstupní signál se snímá ze statorové části, není citlivý na prach, vlhkost, chvění apod. Vyrábí se pro rozsah 50 N.m až 1 kN.m a pro rozsah otáček 0 až 100000 ot/min [22].

4 Rešerše dostupné přístrojové techniky a rozbor funkce

V současné době se na trhu nabízí široká škála měřicích přístrojů určených pro měření výkonu. Lze vybírat z nabídky od cenově dostupnějších wattmetrů až po analyzátory výkonu s vysokou přesností. Při volbě vhodného přístroje je nutné vzít v úvahu požadavky na přesnost měření, co bude s přístrojem měřeno a kde se bude provádět samotné měření (laboratorní nebo průmyslové podmínky).

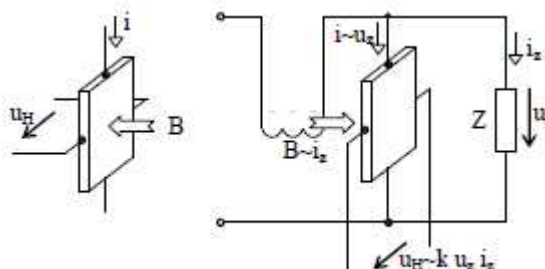
4.1 Wattmetry

Pro měření výkonu při kmitočtu sítě 50 Hz a harmonických průbězích lze použít elektrodynamické či aerodynamické wattmetry. Tyto přístroje však nejsou vhodné pro měření vyšších kmitočtů nebo neharmonických průběhů. V tomto případě je nutné použít elektronické wattmetry (obr. 29).



Obr. 29 Blokové schéma elektronického wattmetru

Klíčovým obvodem elektronického wattmetru je analogová násobička. Pro přesné číslicové wattmetry se obvykle používá násobička s amplitudově šířkovou modulací. Její výhodou je oproti jiným typům násobiček vyšší dosažitelná přesnost, nevýhodou užší frekvenční pásmo.



Obr. 30 Násobička s Hallovou sondou

Pro měření střední hodnoty výkonu je však použitelná až do frekvencí jednotek kHz. Dále se také používá násobička s Hallovou sondou (obr. 30). Výhodou této násobičky je přímý proudový vstup.

Při použití běžných násobiček, které mají napět'ové vstupy se jmenovitým rozsahem V, je nutné měřené napětí a proud převést na napětí pomocí převodníků viz obr. 29 [1]. Jak již bylo zmíněno v kapitole 3.1.4, tyto přístroje se příliš nehodí pro přesná měření výkonu v aplikacích s měniči.

4.2 Analyzátory výkonu

Pro přesná měření lze použít analyzátory výkonu, které pracují na číslicovém principu. Tyto analyzátory jsou dostupné v různých provedeních. Některá provedení umožňují provádět i analýzu účinnosti řetězce elektrického pohonu. K tomu jsou vybaveny dostatečným počtem vstupů pro měření napětí a proudů. Některé varianty těchto přístrojů obsahují i vstupy pro měření otáček a točivého momentu motoru. Mezi významné výrobce těchto analyzátorů patří firmy YOKOGAWA a Fluke.

4.2.1 Fluke Norma 5000

Kompaktní analyzátory elektrické energie Fluke řady Norma poskytují nejmodernější technologii měření, která pomáhá konstruktérům při vývoji a testování motorů, převodníků, osvětlení, dodávek energie, transformátorů a automobilových součástí.



Obr. 31 Fluke Norma 5000

Možnosti použití ve výše uvedených oblastech:

- Elektrické motory – Prostřednictvím detailní analýzy spektra a možnosti kalkulace dynamického točivého momentu jsou přesně měřeny ztráty způsobené měničem a je prováděna důkladná analýza přechodů momentu a harmonických ve vyšších frekvencích.
- Převodníkové hnací systémy – Současné měření všech elektrických a mechanických energetických parametrů ve stejném časovém okně umožňuje uživateli sledovat vzájemný vliv komponent i jejich vliv na celkový systém.
- Osvětlení – Šířka pásma až 10 MHz a vysoká frekvence vzorkování až 1 MHz umožňují podrobnou analýzu signálu na výstupech předřadníku. Současné měření vstupního a výstupního výkonu umožňuje provádět okamžitou kalkulaci ztrát předřadníku.
- Transformátory – Synchronní šestifázové měření výkonu umožňuje provádět vysoce přesné kalkulace účinnosti a ztrát velkých transformátorů, a to i s nízkými účinnými. Je také možné provádět synchronní vícefázové měření odporu vinutí transformátoru.
- Automobilový průmysl – Synchronní měření elektrického příkonu a mechanického výkonu poskytuje úplné informace o účinnosti a ztrátách jednotlivých komponent i systému jako celku.

Analyzátor řady Norma 5000 (viz obr. 31), umožňuje měření dvou třífázových systémů, díky čemuž lze tento přístroj použít i pro měření výkonu na měniči. Přístroj umožňuje provádět široké spektrum operací s měřenými signály. Mezi tyto operace patří:

- paralelní měření proudu a napětí ve všech fázích,
- harmonickou analýzu až do 40 harmonické,
- zobrazení vektorového diagramu,
- režim digitální osciloskop,
- měření výkonu P, Q, S apod.

Měřené údaje jsou přehledně zobrazovány na barevném displeji o velikosti 320 x 240 pixelů. Pro komunikaci s okolním prostředím je přístroj standardně vybaven komunikačním rozhraním RS232 a USB adaptérem, volitelně lze zvolit rozhraní GPIB nebo Ethernet. K ukládání naměřených dat je možné použít integrovanou paměť nebo lze použít integrovanou tiskárnu pro tisk dat [23].

Tab. 3 Základní technické parametry analyzátoru Fluke Norma 5000

Fluke Norma 5000	
Hmotnost	přibližně 7 kg
Rozměry (V x Š x H)	15 x 44,7 x 31,5 cm
Šířka pásma	ss do 3 MHz nebo ss do 10 MHz v závislosti na vstupním modulu
Základní přesnost	0,2 %, 0,1 % nebo 0,03 % v závislosti na vstupním modulu
Vzorkovací rychlost	0,33 MHz nebo 1 MHz v závislosti na vstupním modulu
Rozsah vstupního napětí	0,3 V až 1000 V
Rozsah vstupního proudu (přímý, bez bočníku)	0,03 mA až 20 A v závislosti na vstupním modulu
Provozní teplota	+ 5°C až 35 °C

V tab. 3 jsou uvedeny základní technické parametry analyzátoru Fluke řady Norma 5000.

4.2.2 YOKOGAWA WT 1600

Mezi dalšího prestižního výrobce měřicí techniky je možné zařadit společnost YOKOGAWA. Na trhu nabízí řadu měřicích přístrojů včetně číslicových přístrojů pro měření a analýzu výkonů. Jedním ze zástupců tohoto výrobce je číslicový měřič výkonu WT1600 (viz obr. 32).



Obr. 32 YOKOGAWA WT 1600

Tento přístroj je schopen měřit 16 různých veličin měřených signálů, jako jsou například napětí, proud, činný výkon, jalový výkon, zdánlivý výkon, účinník apod. Přístroj je vybaven vstupy pro paralelní měření dvou třífázových systémů, což umožňuje provádět měření na měniči. Dále je tento přístroj vybaven vstupy, ke kterým lze připojit signály ze snímačů měřících otáčky motoru a točivý moment. Tyto signály mohou být analogového nebo číslicového (impulsního) charakteru. Na základě změřených hodnot otáček a točivého momentu lze provést výpočet mechanického výkonu. Díky těmto schopnostem je uvedený přístroj schopen provádět komplexní měření na řetězci s elektrickým pohonem a analyzovat účinnost jeho jednotlivých částí.

Z pohledu uživatelské vybavenosti poskytuje tento přístroj obdobné parametry jako analyzátor Fluke popsáný v kapitole 4.2.1. Jedná se například o barevný displej umožňující zobrazení měřených veličin (číselní hodnoty, trendy měřených hodnot, apod.), přítomnost integrované tiskárny apod. Měřená data je možné ukládat do vnitřní paměti přístroje nebo na externí paměťové médium. Rychlost ukládání lze nastavit od 50 ms (nejmenší časové okno signálu – což odpovídá 20 záznamům za sekundu) až po interval 99 hodin 59 minut a 59 sekund. Kromě číselných hodnot je možné ukládat i jiné parametry jako například *screenshot* obrazovky.

Přístroj je dále vybaven bohatým komunikačním rozhraním. Kromě základního sériového komunikačního rozhraní RS232 je možné přístroj vybavit:

- Ethernet – s podporou FTP server, FTP klient, možnost automatického posílání emailu,
- SCSI – připojení externích paměťových médií (pevné disky) pro ukládání měřených dat,
- GPIB,
- VGA (dodáváno standardně).

Základní parametry měřiče výkonu YOKOGAWA WT 1600 jsou uvedeny v tab. 4. Další podrobnější informace je možné získat v [24].

Tab. 4 Základní technické parametry analyzátoru YOKOGAWA WT 1600

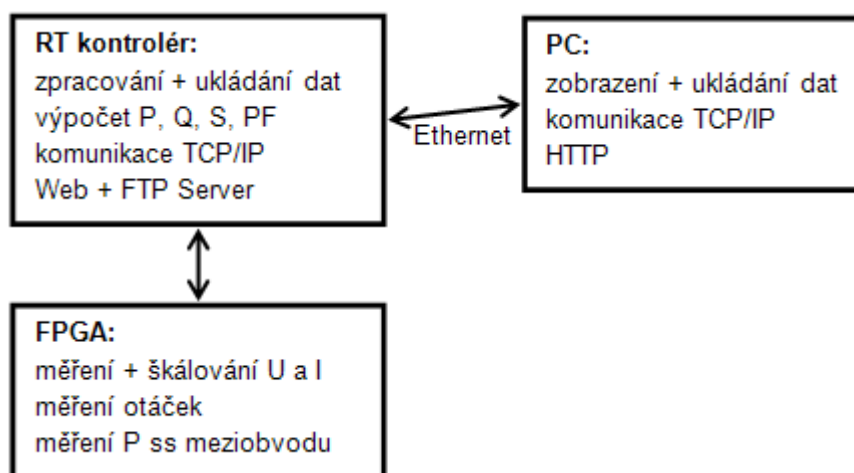
YOKOGAWA WT 1600	
Hmotnost	přibližně 15 kg
Rozměry (V x Š x H)	17,7 x 42,6 x 40 cm
Šířka pásma	ss, 0,5 Hz do 1 MHz
Základní přesnost	0,1 %
Vzorkovací rychlost	přibližně 200 kHz v závislosti na vstupním modulu
Rozsah vstupního napětí	1,5 V až 1000 V (ss, 0,5 Hz do 1 MHz)
Rozsah vstupního proudu (přímý, bez bočníku)	dva typy: 10 mA až 5 A (ss, 0,5 Hz do 1 MHz) 1 A až 50 A (ss, 0,5 Hz do 100 kHz)
Provozní teplota	+ 5°C až 40 °C

5 Návrh a vývoj SW aplikace analyzátoru výkonu

Softwarová aplikace analyzátoru provádí měření všech dílčích výkonů, viz kapitola 3. Na základě změřených hodnot je provedena analýza účinnosti jednotlivých částí řetězce pohonu. Vývoj aplikace byl prováděn ve dvou fázích. V první fázi se provádělo ladění algoritmu měření na osobním počítači s použitím měřicích karet. Vyzkoušená aplikace byla následně implementována a optimalizována pro použití na platformě cRIO.

5.1 Struktura měřicí aplikace

Programová část měřicí aplikace je realizována v obou vrstvách platformy cRIO (FPGA, RT kontrolér) a část aplikace se nachází na osobním počítači. Blokové schéma, které znázorňuje rozdělení částí aplikace do jednotlivých vrstev je na obr. 33.



Obr. 33 Blokové schéma měřicí aplikace

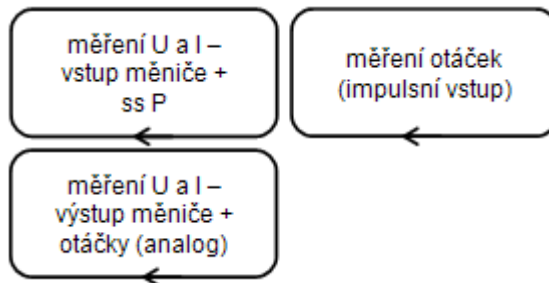
Vrstva FPGA obstarává sběr měřených dat ze I/O modulů, případně provádí další operace s měřenými daty např. vyhodnocování rychlosti otáček. Hlavní část aplikace běží v RT kontroléru, kde je prováděno zpracování měřených dat, tak aby byly splněny podmínky pro správné vyhodnocení výkonu na vstupu a výstupu měniče a následně je z těchto dat prováděn výpočet jednotlivých výkonů. Dále je možné v kontroléru provádět ukládání naměřených dat.

Osobní počítač slouží k provádění nastavení kontroléru a zobrazení naměřených dat. Tyto operace je možné provádět dvěma způsoby a to:

- prostřednictvím samostatné aplikace, která komunikuje s RT kontrolérem pomocí TCP/IP protokolu,
- prostřednictvím internetového prohlížeče, pomocí něhož lze zobrazit tzv. vzdálený panel (Remote Panel) aplikace běžící v RT kontroléru. Přístup k tomuto panelu je zprostředkován pomocí webového serveru, který běží v kontroléru.

5.1.1 Aplikace v FPGA

Hlavním úkolem aplikace v hradlovém poli je realizace přístupu k datům z měřicích modulů, přenos dat do kontroléru je prováděn pomocí FIFO paměti viz kapitola 2.3.4. Další možnosti přístupu k měřeným datům jsou popsány v kapitole 2.3.2.



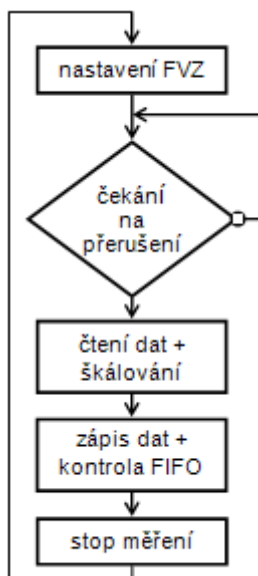
Obr. 34 Blokové schéma programu v FPGA

Program v FPGA se skládá ze třech měřicích smyček (viz. obr. 34), z nichž dvě slouží k měření analogových vstupních veličin a jedna slouží k měření otáček ze senzoru s pulzním výstupem.

5.1.2 Měření analogových veličin

Měření proudů a napětí je realizováno pomocí dvou paralelně běžících smyček (jedna pro veličiny na vstupu měniče a druhá pro veličiny na výstupu měniče). Samostatný smyčky pro sběr dat jsou použity z důvodu měření různého počtu vzorků a odlišné vzorkovací frekvence na vstupu a výstupu měniče.

V každé smyčce je prováděno nastavování vzorkovací frekvence I/O modulů, ovládání modulů (start/stop), načítání měřených dat a jejich škálování, zápis dat do FIFO a kontrola zda nedochází k přetečení FIFO paměti. Algoritmus činnosti je zobrazen na obr. 35.



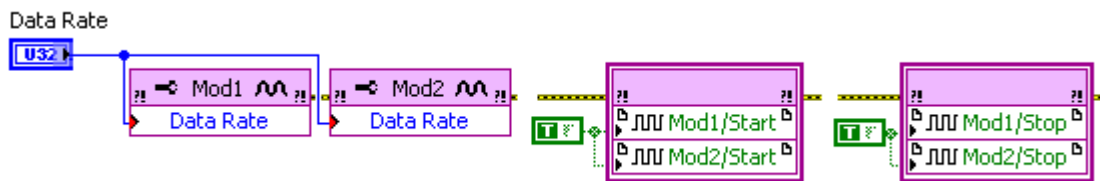
Obr. 35 Algoritmus činnosti měřicí smyčky

Ovládání měření a nastavování (vzorkovací frekvence, škálovací konstanty) je prováděno pomocí aplikace v kontroléru. Komunikace mezi aplikací v FPGA a kontroléru je popsána v kapitole 2.3.4. Ke spouštění měření (měření veličin pro vstupní a výstupní signály je prováděno současně) v FPGA je využito přerušovacího systému platformy cRIO. Díky tomu je navíc zajištěna synchronizace aplikací v FPGA a kontroléru.

<p>Module Type</p> <p>NI 9225</p> <p>3-Ch 300 Vrms 24-Bit Simultaneous Analog</p> <p>Location</p> <p>Slot 1</p> <p>Calibration Mode</p> <p>Calibrated</p> <p>Master Timebase Source</p> <p><Onboard Clock></p> <p><input checked="" type="checkbox"/> Export Onboard Clock</p> <p>Data Rate</p> <p>50.000 kS/s</p>	<p>Module Type</p> <p>NI 9239</p> <p>4-Ch +/- 10 V 24-Bit</p> <p>Location</p> <p>Slot 2</p> <p>Calibration Mode</p> <p>Calibrated</p> <p>Master Timebase Source</p> <p>Mod1</p> <p>Data Rate</p> <p>50.000 kS/s</p>
--	---

Synchronizace modulů se provádí pomocí nastavení v *Project Explorer* po rozkliknutí položky detekované platformy cRIO, položky *Chassis* a položky *FPGA Target*, se objeví stromová struktura, ve které jsou zobrazeny mimo jiného také jednotlivé osazené I/O moduly. Dále se vybere modul, který bude sloužit jako zdroj hodinového signálu (master). Kliknutím pravého tlačítka myši na tento modul a vybráním položky *Properties* se objeví nabídka, viz obr. 36 (Master). Vybere se typ zdroje hodinového signálu (*Onboard Clock*) a zvolí se položka *Export Onboard Clock*. U druhého modulu se analogickým způsobem provede nastavení, viz obr. 36 (Slave).

32



Obr. 37 Ovládání I/O modulů v programu

5.1.3 Výpočet výkonu v stejnosměrném meziobvodu

Měření napětí a proudu pro výpočet výkonu v stejnosměrném meziobvodu měniče se provádí ve smyčce, která slouží k měření veličin (U a I) na výstupu měniče. Tento postup byl zvolen s ohledem na volné vstupy použitých I/O modulů. Dále je tímto zajištěno, že měření bude provedeno ve stejném časovém okamžiku, což je jednou z podmínek pro správné vyhodnocení účinnosti.

Kromě vlastního měření veličin proudu a napětí pro určení výkonu ve stejnosměrném meziobvodu je v FPGA realizován rovněž jeho výpočet. Toto je možné jednoduše realizovat díky podpoře datového typu fixed point vývojovým prostředím, více viz kapitola 2.3.3.

Před samotným výpočtem je provedeno škálování měřeného napětí a proudu pomocí konstant, které jsou zadávány pomocí aplikace v RT kontroléru.

Poté se provádí samotný výpočet výkonu. S hodnotou tohoto výkonu se dále pracuje v kontroléru, kde se počítá účinnost pohonného řetězce.

Výpočet výkonu v stejnosměrném meziobvodu je proveden podle vztahu:

$$P = p(t) = U \cdot I. \quad (25)$$

5.1.4 Měření otáček

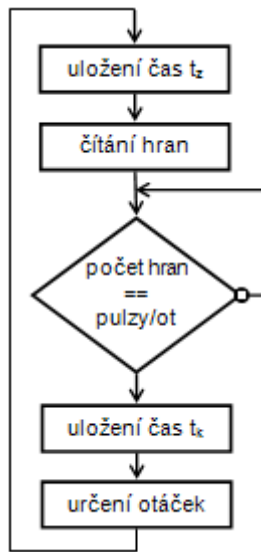
K tomu, aby bylo možno zahrnout do výpočtu účinnosti mechanický výkon pohonu, je nutné měřit otáčky a točivý moment zatíženého pohonu. Princip měření mechanického výkonu je podrobněji popsán v kapitole 3.2.

Měřicí aplikace je schopna zpracovávat signál ze senzoru otáček, který může být analogový nebo impulzní. Ze změřeného analogového stejnosměrného signálu je rychlost otáčení stanovena dle vztahu:

$$n = n_{JM} \cdot \frac{k \cdot U}{U_{JM}}, \quad (26)$$

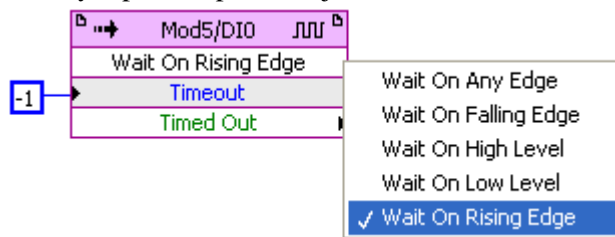
kde n [ot/min] je počet otáček, n_{JM} [ot/min] je jmenovitý počet otáček pro dané výstupní napětí senzoru (údaj výrobce), k [-] je konstanta napětí, U [V] je měřené napětí a U_{JM} [V] je jmenovité napětí (údaj výrobce). Pro výpočet mechanického výkonu se používá úhlová rychlost ω [rad/s]. Ze změřených otáček se provede výpočet úhlové rychlosti dle vztahu:

$$\omega = \frac{2\pi n}{60}. \quad (27)$$



Obr. 38 Princip měření otáček – pulzní senzor

Na obr. 38 je uveden algoritmus pro určení otáček s čidlem, které má pulzní výstup. Při použití senzoru s pulzním výstupem je měření otáček prováděno na základě měření časového úseku mezi zadaným počtem pulzů na jednu otáčku.



Obr. 39 FPGA I/O Method Node

Pulzní signál ze senzoru otáček je přiveden na jeden ze vstupů modulu NI9429 (modul s digitálními vstupy). Pro měření se využívá možnosti modulu reagovat na hranu signálu nebo úroveň. Nastavení typu reakce se provádí v programu pomocí tzv. *FPGA I/O Method Node* viz obr. 39. V tomto případě je nastavena reakce na vzestupnou hranu signálu.

Během měření se při každé vzestupné hraně inkrementuje hodnota pomocné proměnné, dokud detekovaný počet hran neodpovídá požadovanému počtu pulzů. V okamžiku rovnosti dojde k nulování této proměnné a na základě času, který uplynul během čítání, je stanoven počet otáček. S ohledem na přesnost měření je využíváno nejmenších jednotek pro vyjádření času v FPGA. Nejmenší jednotkou je tzv. *tick*, hodnota jeden *tick* odpovídá času 25 ns. Počet otáček je vypočten podle vztahu:

$$n = \frac{T_M}{CLK} \cdot 60, \quad (28)$$

kde n [ot/min] je počet otáček, T_M [tick] je časový interval mezi pulzy a CLK [Hz] je hodinový kmitočet vnitřních hodin použitého typu FPGA (šasi NI9104, má zdroj hodinového signálu pro FPGA 40 MHz). Úhlová rychlost je poté určena podle:

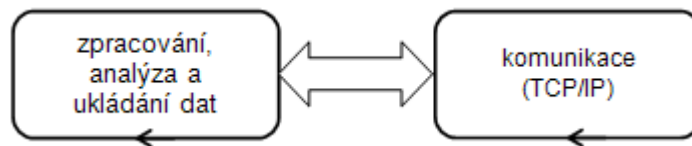
$$\omega = \frac{2\pi n}{60} \cdot N_P, \quad (29)$$

kde N_P [-] je počet pulzů na jednu otáčku.

Přepočet otáček na úhlovou rychlost a výpočet mechanického výkonu je prováděn v části aplikace, která se vykonává v kontroléru.

5.2 Aplikace v RT kontroléru

Program v kontroléru provádí zpracování měřených dat z FPGA. To se provádí za účelem splnění podmínek pro správné vyhodnocení výkonu. Následně je z těchto dat prováděn výpočet jednotlivých výkonů a účinností a případně jsou naměřená data ukládána. Tyto činnosti jsou prováděny v samostatné smyčce, což zajišťuje, že analýza účinnosti je prováděna z jednotlivých naměřených dat ve shodném časovém okamžiku. Paralelně s měřicí smyčkou běží smyčka provádějící obsluhu komunikace s osobním počítačem. Na obr. 40 je uvedeno zjednodušené schéma, které ilustruje činnost programu v kontroléru.



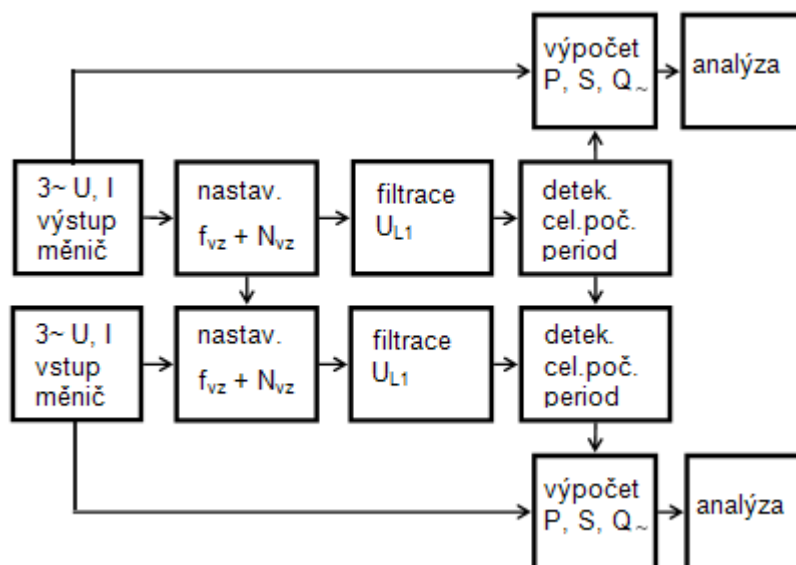
Obr. 40 Blokové schéma aplikace v kontroléru

5.2.1 Princip zpracování naměřených dat

Pro správné určení účinnosti měniče případně celého systému pohonu je nutné zajistit, aby jednotlivé dílčí výkonu byly změřeny ve stejném časovém okamžiku. Vyhodnocení účinnosti samotného měniče je možné provádět pouze z výkonů, které byly vypočteny ze stejně dlouhých úseků proudů a napětí, které jsou zároveň rovny celistvému počtu period. Podrobnější informace o problematice měření výkonu na měniči jsou uvedeny v kapitole 3.1.4.

Podmínka zajištění změření stejně dlouhých úseků signálů s celistvým počtem period pro vstup resp. výstup měniče je zajištěna adaptivní změnou frekvence vzorkování a počtu vzorků měřeného signálu. Díky adaptivní změně popsaných parametrů je zajištěno splnění podmínky pro správné určení účinnosti v celém rozsahu frekvence signálu na vstupu a výstupu měniče, pro které je analyzátor navržen (10 Hz až 100 Hz).

Na obr. 41 je zobrazeno blokové schéma procesu měření vstupního a výstupního výkonu měniče. Měření neprobíhá kontinuálně, ale v důsledku nutnosti změny parametrů vzorkování dochází k jeho spouštění a zastavování. Po spuštění měření dojde ke změření frekvence na vstupu a výstupu měniče, podle kterých se stanoví parametry vzorkování. Následně pokud aktuální frekvence odpovídá frekvenci, pro kterou byly nastaveny vzorkovací parametry, se provádí detekce celistvého počtu period. Podle detekovaného celistvého počtu period se provádí výřez jednotlivých proudů a napětí a výpočet výkonů. Poté se měření zastaví a automaticky spustí nový cyklus. Z principu měření je patrné, že pro změření výkonu, pokud dojde ke změně frekvence, jsou nutné dva cykly běhu měřicí aplikace (v prvním se provede nastavení parametrů vzorkování a ve druhém výpočet výkonu).



Obr. 41 Princip měření vstupního s výstupního výkonu měniče

5.3 Nastavení parametrů vzorkování

Během měření je nutné zajistit, aby na vstupu, resp. výstupu měniče byly změřeny stejně dlouhé úseky jednotlivých napětí a proudů. Jedná se o jeden z požadavků zajišťujících korektnost prováděné analýzy výkonů. Tento požadavek je zajištěn změnou vzorkovací frekvence a proměnlivým počtem vyčítaných vzorků v závislosti na frekvenci signálů na vstupu a výstupu měniče. Měření frekvence je prováděno samostatně pro vstup i výstup.

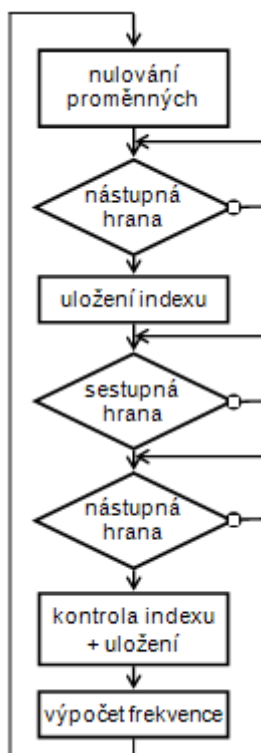
5.3.1 Měření frekvence

Před nastavením parametrů vzorkování je nutné korektně změřit frekvenci vstupních a výstupních signálů na měniči. Měření obou frekvencí se provádí na fázi L1 vstupu i výstupu.

Během vývoje měřicí aplikace byla problematika měření frekvence realizována dvěma způsoby. V první fázi vývoje, kdy se provádělo ladění a testování aplikace na osobním počítači, bylo měření frekvence prováděno na základě FFT. Frekvence v tomto případě je určována z amplitudového spektra, kdy je frekvence stanovena jako frekvence dominantní harmonické složky napětí.

Při přenosu aplikace z osobního počítače na platformu cRIO se začala projevovat náročnost algoritmu FFT na výpočetní výkon procesoru. Proto se hledal alternativní způsob, pomocí kterého by bylo možné měřit frekvenci.

Z tohoto důvodu bylo testováno řešení, které by mělo mít nižší nároky na výpočetní výkon. Alternativní varianta určovala frekvenci z délky periody měřeného signálu. Délka periody byla měřena pomocí detekce průchodu signálu nulou. Algoritmus měření je uveden na obr. 42. Perioda byla detekována jako vzdálenost mezi dvěma průchody signálu nulou s nástupnými hranami.



Obr. 42 Algoritmus měření frekvence

V tab. 5 je uvedeno porovnání výsledků naměřené frekvence obou variant měření. Pro výpočet absolutní chyby měření byl použit vztah:

$$\Delta = x_M - x_S, \quad (30)$$

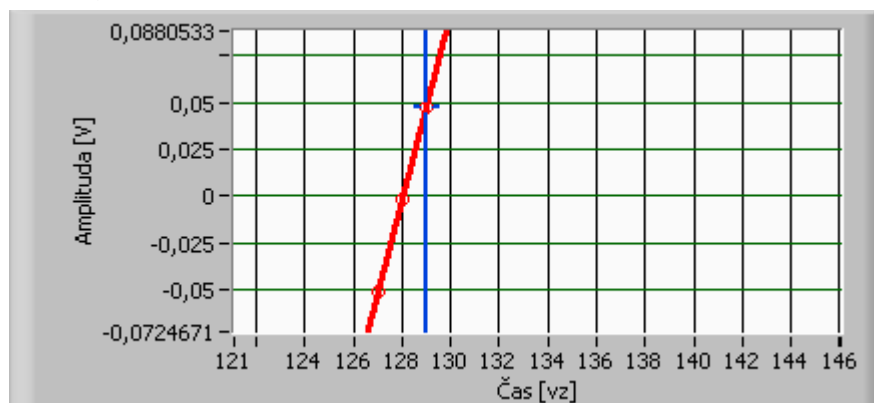
kde Δ [Hz] je absolutní chyba, x_M [Hz] je naměřená hodnota a x_S [Hz] je skutečná hodnota.

Hodnoty frekvence určené pomocí FFT jsou označeny jako f_{FFT} a frekvence vypočtené ze změřené délky periody jako f_T . Měření bylo prováděno pomocí simulace na počítači, tj. v ideálních podmínkách. I v těchto podmínkách měření je na první pohled patrné, že varianta určení frekvence ze změřené délky periody, nedosahuje takové přesnosti jako druhá varianta (viz tab. 5).

Tab. 5 Srovnání přesnosti detekované frekvence

f [Hz]	f_T [Hz]	f_{FFT} [Hz]	Δ_T [Hz]	Δ_{FFT} [Hz]
10	10,0052	10,00	0,0052	0
15	15,0104	15,00	0,0104	0
20	20,0156	20,00	0,0156	0
25	24,9948	25,00	-0,0052	0
30	29,9948	30,00	-0,0052	0
35	34,9062	35,00	-0,0938	0
60	59,8750	60,00	-0,1250	0
80	79,8385	80,00	-0,1615	0
100	100,000	100,00	0	0

Nedostatek tohoto řešení, který ovlivňuje přesnost detekované frekvence signálu je zobrazen na obr. 43. Z obrázku je patrné, že v některých případech nemusí být průchod nulou detekován v místě, kde k němu skutečně došlo.



Obr. 43 Princip měření vstupního a výstupního výkonu měniče

Mechanismus detekce průchodu signálu nulou porovnává velikost amplitudy aktuálního vzorku se vzorkem předchozím. Z toho je patrné, že se mohou vyskytnout situace, kdy průchod nulou nastane mezi těmito dvěma porovnávanými vzorky. Detekovaný průchod nulou, ale odpovídá nejbližšímu detekovanému vzorku po skutečném průchodu (obr. 43). Díky tomuto vzniká zmíněná chyba ve zjištění délce periody. Existují různá řešení jak chybu zmenšit (např. provádět vyhodnocení periody z většího počtu period, lineární interpolace v oblasti, kde došlo k průchodu, aj.), ale jejich použitím se ztrácí výhoda jednoduchosti a s tím spojená nízká náročnost na výpočetní výkon.

Na základě posouzení obou metod měření frekvence s ohledem na přesnost měření a nízkou náročnost se nakonec přistoupilo k variantě pracující na principu FFT. Na přesnosti změřené frekvence závisí správnost stanovení parametrů vzorkování, od nichž je odvozena velikost časových oken vstupního a výstupního signálu pro výpočet výkonu. V souvislosti se snížením výkonové náročnosti byla provedena optimalizace, v jejímž důsledku došlo ke zmenšení objemu měřených dat, na kterých bylo FFT prováděno. VI (blok v grafickém programovacím jazyku LabVIEW plnící danou funkci) pro určení frekvence pracující na tomto principu lze nalézt v knihovnách vývojového prostředí. Měření frekvence se provádí na vstupu U_{LI} , platí pro vstup i výstup měniče.

5.3.2 Nyquistův teorém

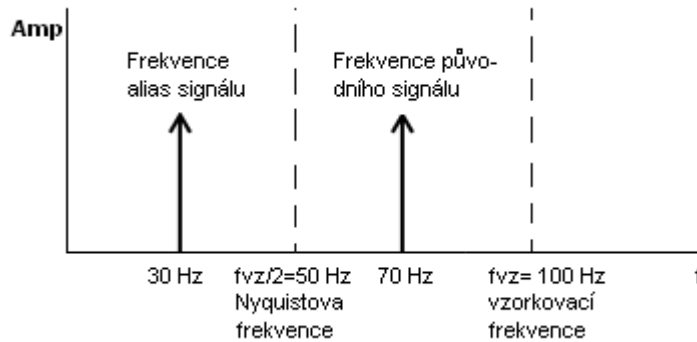
Správné nastavení vzorkovací frekvence je důležité pro správnou reprezentaci navzorkovaných dat. Proto je důležité volit vzorkovací frekvenci v souladu s dodržением Nyquistova teorému. Podle tohoto teorému je nutné vzorkovací frekvenci volit minimálně dvakrát větší, než je nejvyšší obsažená frekvence ve vzorkovaném signálu. Pokud má vzorkovaný signál jiný průběh než harmonický, pak je vhodné volit velikost vzorkovací frekvence ještě vyšší (nejméně čtyřikrát). Takto zvolená vzorkovací frekvence zajistí správnou reprezentaci frekvence vzorkovaného signálu. Pro korektní zachycení tvaru signálu je nutné volit vzorkovací frekvenci 5 až 10 krát větší, než je nejvyšší obsažená frekvence ve spektru signálu [5].

Frekvence vzorkování podle Nyquistova teorému:

$$f_{VZ} \geq 2 \cdot f_{\max}, \quad (31)$$

kde f_{VZ} je vzorkovací frekvence a f_{\max} je maximální frekvence signálu, která má být správně zachycena.

Pokud není dodržen vzorkovací teorém, hrozí při interpretaci signálu vyhodnocení spektrálních složek, které v něm reálně neexistují. Tomuto jevu se říká aliasing.



Obr. 44 Vznik alias signálu při nekorektní vzorkovací frekvenci

Na obr. 44 je zobrazen případ vzniku alias rušivého signálu, který vznikl v důsledku nedodržení Nyquistova teorému při volbě vzorkovací frekvence. Z obrázku je vidět, že původní signál na frekvenci 70 Hz se po navzorkování objeví na frekvenci 30 Hz = alias signál. Z tohoto je patrné, že signály na Nyquistovou frekvenci se projeví jako alias signály. Frekvenci alias signálu lze určit podle vztahu:

$$f_A = n \cdot f_{VZ} - f_{SIG}, \quad (32)$$

kde f_A je frekvence alias signálu, f_{VZ} je vzorkovací frekvence a f_{SIG} je frekvence vzorkovaného signálu.

Pro zamezení tohoto jevu je nejúčinnější použití hardwarového filtru typu dolní propust s frekvencí řezu rovnou Nyquistově frekvenci (polovina vzorkovací frekvence) [5]. V této aplikaci nebylo nutné řešit externí hardwarový modul filtru pro zamezení vzniku alias signálu, protože použité moduly analogových vstupů jsou již tímto filtrem vybaveny (více viz kapitola 2.2.3).

5.3.3 Nastavení parametrů vzorkování pro výstup měniče

Na základě změřené frekvence se stanovuje počet period měřeného signálu, který je potřeba sejmout pro výpočet výkonu. Poté je proveden výpočet počtu vzorků, které odpovídají danému počtu period. Počet vzorků je stanoven tak, aby byla splněna podmínka kladená na celistvost počtu period měřeného signálu. Počet period pro frekvenci nižší než 50 Hz je nastaven na hodnotu 5, pro frekvence nad touto hranicí je snímáno 10 period signálu. Změna počtu period je provedena proto, aby i při frekvencích okolo 100 Hz na výstupu měniče byl sejmout dostatečný počet period na vstupu. Zmíněnému počtu 10 period při 100 Hz na výstupu, odpovídá 5 period na vstupu při frekvenci 50 Hz.

Stanovený počet period je dále navýšen o 4 periody a to z důvodu nutnosti filtrace signálu, po které dojde k odstranění dvou počátečních period filtrovaného signálu. Na filtrovaný signál

je aplikován algoritmus, který hledá přesný začátek a konec úseku signálu s celistvým počtem period.

Frekvence vzorkování je volena buď 50000 vz/s nebo 25000 vz/s, což umožňuje podle Nyquistova teorému korektně snímat harmonické složky o frekvenci 25 kHz, resp. 12,5 kHz. Snížení vzorkovací frekvence pro frekvence výstupního signálu, které jsou menší než 35 Hz, je provedeno z důvodu snížení objemu dat. Při frekvenci vzorkování 50000 vz/s by například pro kmitočet 10 Hz na výstupu byl počet vzorků na jednu periodu 5000. Při 9 snímaných periodách je to 45000 snímaných vzorků. Tato změna má za následek snížení náročnosti na výpočetní výkon a tím došlo ke snížení doby výpočtu jednoho cyklu programu.

Počet vzorků na jednu periodu je stanoven:

$$n = \frac{f_{VZ}}{f}, \quad (33)$$

kde n [-] je počet vzorků na jednu periodu, f_{VZ} [Hz] je frekvence vzorkování a f [Hz] je změřená frekvence výstupního signálu.

Po určení počtu vzorků na jednu periodu je možné vypočítat celkový počet vzorků, které je nutné sejmut pro zvolený počet period, podle vztahu:

$$N_{VZ} = (N_{PER} + 4) \cdot n, \quad (34)$$

kde N_{VZ} je celkový počet vzorků, N_{PER} je počet period a n je počet vzorků na jednu periodu.

Dále je nutné provést výpočet délky časového okna (T_w), z něhož se následně stanoví počet period na vstupu měniče tak, aby délka časového okna na výstupu byla shodná se vstupem. Časové okno je určeno:

$$T_w = N_{PER} \cdot \frac{1}{f}, \quad (35)$$

kde T_w [s] je časové okno a f [Hz] je změřená frekvence na výstupu měniče.

5.3.4 Nastavení parametrů vzorkování pro vstup měniče

Na vstupu měniče je postup stanovení počtu vyčítaných vzorků a vzorkovací frekvence principiálně shodný, nicméně v některých aspektech se liší.

Počet period, které je nutné sejmut na vstupu měniče, již není nastaven pevně, ale jeho počet se odvíjí podle velikosti časového okna na výstupu měniče. Z něj se určí počet period pro vstup měniče jako:

$$N_{PER} = \frac{T_w}{\frac{1}{f}}, \quad (36)$$

kde T_w [s] je velikost časového okna na výstupu měniče a f [Hz] je změřená frekvence na vstupu měniče. Poté se opět počet period zvýší z důvodu filtrace a provede se výpočet celkového počtu vzorků, které je nutné sejmut na vstupu měniče (viz kapitola 5.3.3).

Další rozdíl spočívá v tom, že velikost vzorkovací frekvence je nastavena na hodnotu 50000 vz/s a nemění se. Na vstupu měniče se předpokládá velikost frekvence vstupních signálů

okolo 50 Hz, tudíž by neměla nastat situace jako na výstupu měniče (5000 vzorků na jednu periodu při frekvenci 10 Hz).

5.4 Detekce celistvého počtu period

Získání dat pro výpočet výkonu je prováděno tak, že ze změřených hodnot je proveden výřez signálu, který přesně odpovídá celistvému počtu period. Míra přesnosti je dána přesností použitého algoritmu pro detekci průchodu nulou. Zjištění indexu prvního a posledního vzorku se provádí na napětí fáze L1, platí jak pro vstup, tak výstup měniče. Proto, aby detekování nuly probíhalo správně, je nutné signál, na němž bude hledání prováděno, filtrovat pro potlačení obsahu vyšších harmonických složek.

5.4.1 Popis číslicových filtrů

Filtrací signálu se rozumí odstranění škodlivých složek z užitečného spektra signálu. Na základě toho, kterou část spektra signálu je potřeba odstranit, se vybírá typ filtru (horní propust, dolní propust, pásmová propust a pásmová zádrž). Podle principu činnosti se dělí filtry na analogové a číslicové. Číslicové filtry se dělí na filtry:

- s konečnou impulsní odezvou (FIR),
- s nekonečnou impulsní odezvou (IIR).

Filtry s konečnou impulsní odezvou

Filtry s konečnou impulsní odezvou jsou plně definovány N hodnotami této charakteristiky, které tvoří současně vektor systémových konstant $h = [h_n]$, $n \in \langle 0, N-1 \rangle$. Jejich diferenční rovnice vyjadřuje konečnou diskrétní konvoluci:

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n-k} \cdot h_k. \quad (37)$$

Tento vztah je současně i vyjádřením tzv. přímého realizačního algoritmu. V tomto případě jsou hodnoty impulsní charakteristiky přímo systémovými realizačními konstantami.

Filtry s konečnou impulsní odezvou mají následující vlastnosti:

- filtry jsou vždy stabilní,
- lze u nich dosáhnout lineární fázové charakteristiky v celém kmitočtovém rozsahu,
- jsou vhodné pro použití v adaptivních systémech,
- struktury realizace těchto filtrů jsou méně citlivé na kvantovací vlivy,
- ve srovnání s filtry IIR jsou náročnější na kapacitu paměti pro koeficienty přenosové funkce a vyžadují větší počet operací na sčítání a násobení [2].

Filtry s nekonečnou impulsní odezvou

Filtry s nekonečnou impulsní odezvou jsou vždy rekursivní, jedná se o systém se zpětnými vazbami. Možnosti těchto filtrů jsou obecně rozšířenější než u filtrů s konečnou impulsní odezvou. Přenos těchto filtrů obsahuje nulové body i libovolně umístěné póly. S ohledem na stabilitu musí póly ležet vždy uvnitř jednotkové kružnice. Nulové body se mohou nacházet

jak uvnitř, tak vně jednotkové kružnice. Přesun nuly z pozice $z=n_i$ do pozice $1/n_i$ nezpůsobí změnu amplitudové charakteristiky filtru. Tato změna však ovlivní tvar fázové charakteristiky filtru. Díky této vlastnosti lze vytvořit filtry se shodnou amplitudovou charakteristikou, ale odlišnou fázovou charakteristikou. Pokud se všechny nuly nacházejí uvnitř jednotkové kružnice, jedná se o filtr s tzv. minimální fází. Opačným příkladem je situace, kdy všechny nuly leží mimo jednotkovou kružnici, v tomto případě se jedná o filtr s tzv. maximální fází. Filtry, u nichž se nuly nacházejí jak uvnitř, tak vně jednotkové kružnice, se nazývají filtry se smíšenou fází [2].

Filtry s nekonečnou impulsní odezvou jsou popsány obecnými rekurzivními diferenčními rovnicemi ve tvaru

$$y_n = \sum_{i=0}^r L_i \cdot x_{n-i} - \sum_{i=1}^m K_i \cdot y_{n-i} \quad (38)$$

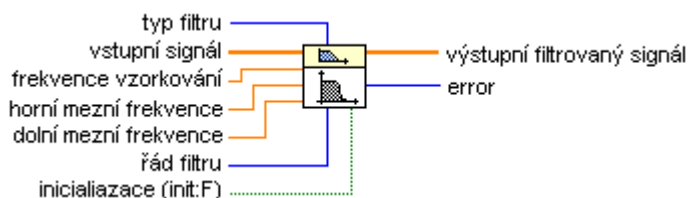
Kde L_i jsou systémové koeficienty v dopředných vazbách, K_i jsou systémové koeficienty ve zpětných vazbách, r je počet zpoždění v nerekurzivní části systému a m je počet koeficientů v rekurzivní části systému, současně udává řád systému.

Filtry s nekonečnou impulsní odezvou jsou charakteristické těmito vlastnostmi:

- fázová charakteristika je vždy nelineární,
- vlivem zpětných vazeb ve strukturách realizace jsou tyto filtry citlivější na kvantovací vlivy,
- zřídka se pro návrh používají optimalizační metody,
- vlivem nekonečné délky své impulsní charakteristiky jsou méně vhodné pro využití v adaptivních systémech,
- při návrhu lze použít analogické postupy jako u analogových filtrů,
- při nevhodném návrhu mohou být nestabilní,
- ve srovnání s FIR filtry mají menší výpočtovou složitost, relativně málo koeficientů a velkou rychlost zpracování [3].

5.4.2 Praktické použití filtrace

K filtraci signálu, na kterém se provádí hledání průchodů nulou, je použit dolnoproustný číslicový filtr s aproximací výstupních charakteristik typu Butterworth. Použitý filtr je součástí knihoven vývojového prostředí LabVIEW. Podle popisu číslicových filtrů, který je uveden v kapitole 5.4.1, se jedná o filtr typu IIR.



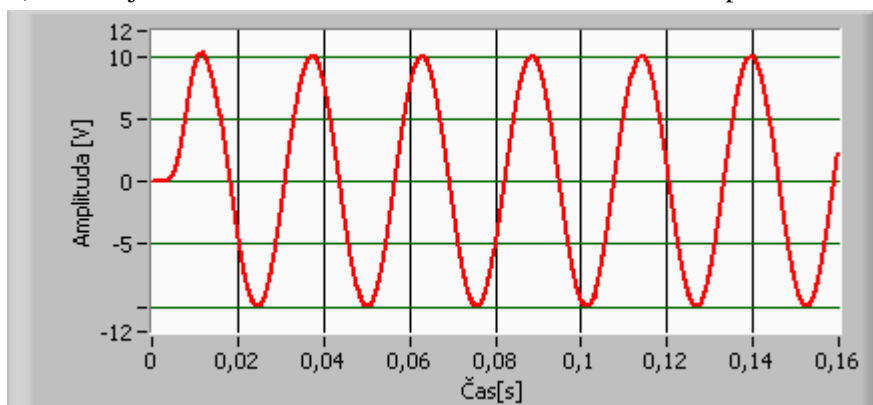
Obr. 45 VI ikona s konektorem filtru v LabVIEW

Na obr. 45 je zobrazena ikona VI použitého filtru tak, jak se objeví po vložení z knihovny do programu. Pro použití toho bloku jako filtru dolní propust je nutné nastavit tyto parametry:

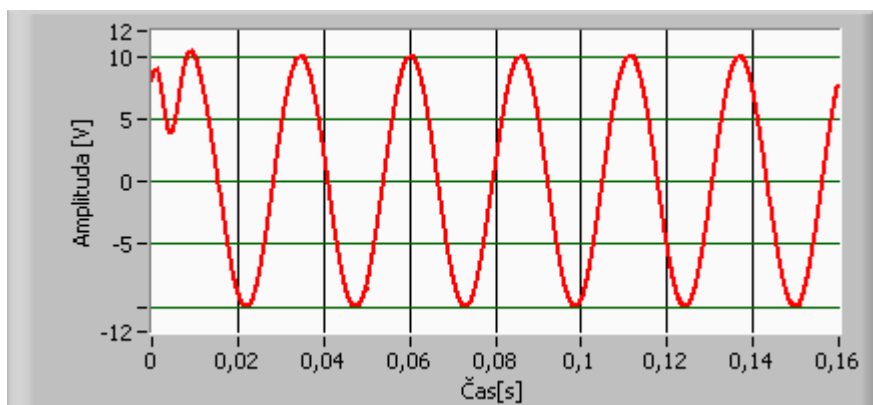
- parametr typ filtru – dolní propust
- frekvence vzorkování (25000 nebo 50000)
- frekvence řezu (150 Hz)
- řád filtru (4)
- inicializace filtru

Údaje v závorkách představují parametry použité při praktické realizaci měřicí aplikace. Parametr frekvence vzorkování se přizpůsobuje podle aktuálně nastavené vzorkovací frekvence (pro výstup měniče je proměnná, více viz 5.3.3)

Na obr. 46 a obr. 47 je zobrazeno, jak se chová výstupní filtrovaný signál při inicializaci resp. bez-inicializace filtru v této měřicí aplikaci. Typ chování filtru (inicializace vnitřních stavů) se nastavuje pomocí parametru „inicializace filtru“. V případě, že je parametr nastaven na hodnotu *false*, dochází k inicializaci vnitřních stavů filtru pouze při prvním volání tohoto bloku (filtru). Pokud je nastaven na hodnotu *true*, dochází k inicializaci při každém volání.



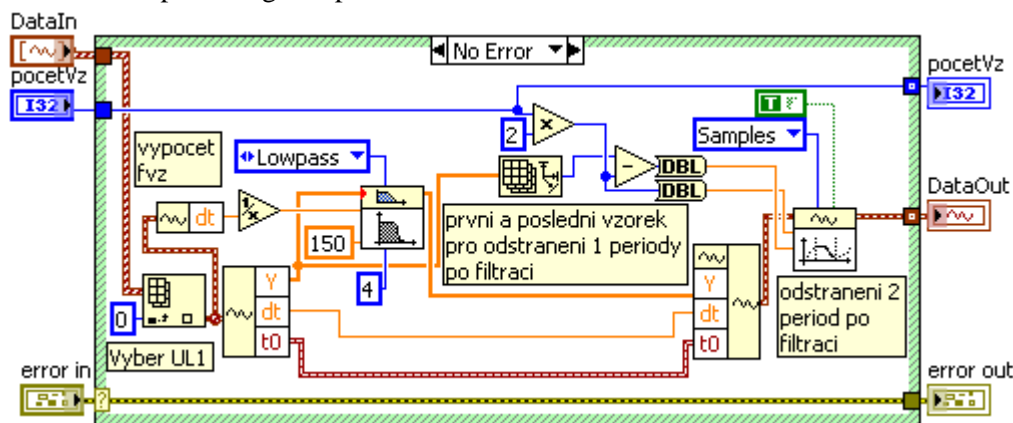
Obr. 46 Inicializace číslicového filtru



Obr. 47 Bez-inicializace číslicového filtru

Tato měřicí aplikace je specifická tím, že dochází k opětovnému spouštění a zastavování měření. V důsledku tohoto děje dochází při obou typech inicializace použitého filtru ke zkreslení počátku filtrovaného signálu (viz obr. 46 a obr. 47). Z tohoto důvodu je nutné pro

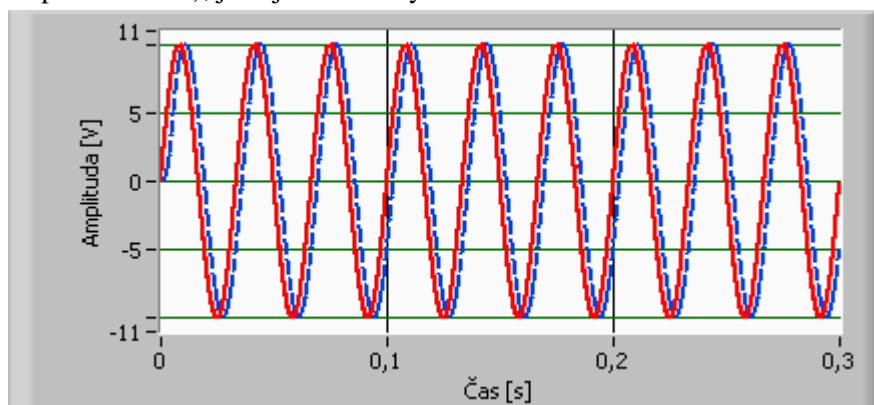
správnou funkci detekce průchodu nulou odstranit počáteční část ze signálu na výstupu filtru. Konkrétně dochází po filtraci k odstranění prvních dvou period filtrovaného signálu. Délka odstraněného signálu se stanoví v závislosti na stanoveném počtu vzorků na jednu periodu pro aktuálně nastavenou vstupní a výstupní frekvenci. Na obr. 48 je znázorněna ukázka kódu v grafickém programovacím jazyce LabVIEW, který provádí operaci filtrace měřeného signálu a odstranění dvou period signálu po filtraci.



Obr. 48 Ukázka kódu programu pro filtraci a odstranění 2 period signálu

Vlivem průchodu signálu filtrem dochází ke vzniku fázového posuvu (zpoždění) měřeného signálu viz obr. 49 (měřený signál – červený průběh, filtrovaný signál – modrý průběh).

Na obr. 49 je zobrazen fázový posuv použitého filtru při kmitočtu měřeného signálu 50 Hz. Jedná se o dolnoproustný číslicový filtr typu Butterworth čtvrtého řádu s dolním mezním kmitočtem nastaveným na 150 Hz. Tento fázový posuv je korigován a to tak, že bylo proměřeno fázové zpoždění filtru v rozsahu měřených frekvencí (od 10 Hz do 100 Hz). Hodnoty fázového posuvu jsou uvedeny v tab. 6. Zpoždění filtru bylo měřeno za stejných podmínek (frekvence vzorkování a počet vzorků), jaké jsou kladeny na filtr během měření.

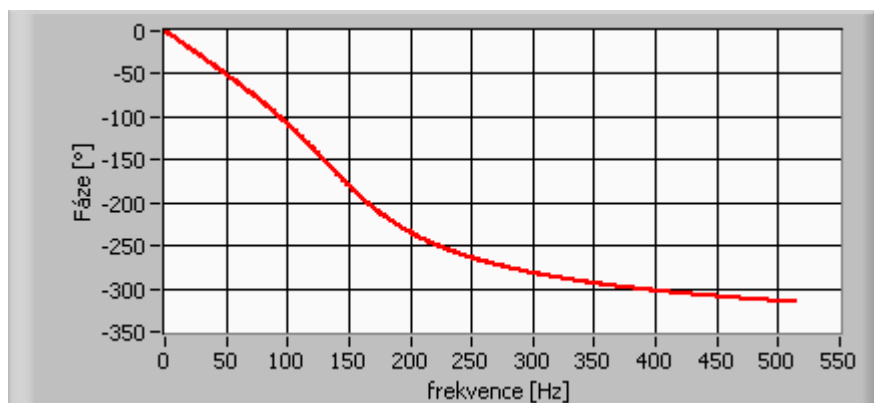


Obr. 49 Fázový posuv filtrovaného signálu

Hodnoty fázového posuvu uvedené v tab. 6 je možné porovnat s průběhem fázové charakteristiky filtru uvedené na obr. 50. Z průběhu fázové charakteristiky je vidět, že naměřené hodnoty jsou přibližně shodné (viz průběh fázové charakteristiky, který je do kmitočtu 50 Hz přibližně lineární)

Tab. 6 Fázový posun použitého filtru

f [Hz]	f_{vz} [vz/s]	N_{vz}	posun [vz]
10	25000	22500	70
20	25000	11250	70
30	25000	7500	70
40	50000	11250	140
50	50000	9000	140
60	50000	12500	142
70	50000	10714	144
80	50000	9375	146
90	50000	8333	148
100	50000	7500	150
110	50000	5000	155



Obr. 50 Fázová charakteristika použitého filtru

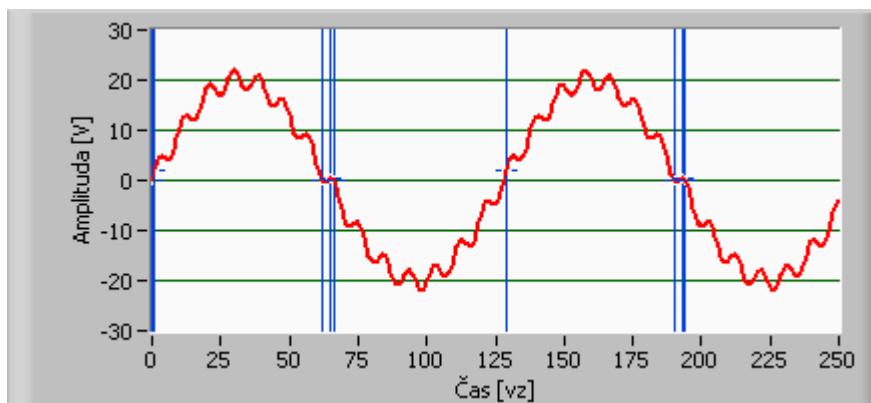
Na základě změřeného fázového posuvu je možné provést jeho korekci. Ta se provádí během procesu vyřezání hodnot proudů a napětí. Pro daný rozsah frekvencí se provádí odečet fázového posuvu od indexů reprezentujících začátek a konec měřeného úseku. Vyřezaný signál by měl mít po tomto zásahu stejný fázový posuv jako signál před filtrací.

Vzhledem k charakteru aplikace a principu použití filtru, nejsou na přesnost korekce fázového posuvu filtrovaného signálu kladeny vysoké požadavky na přesnost korekce. Tento fakt spočívá v tom, že na základě detekovaného začátku a konce úseku signálu pro provedení výřezu se samotný výřez provádí pro příslušná vstupní napětí a proudy se stejnými parametry. Z toho je zřejmé, že případné zpoždění filtru působí na všechny signály stejně a díky tomu nemá vliv na posuv mezi proudem a napětím, které je důležitý pro správný výpočet výkonu. Toto platí pro signály jak na vstupu, tak i výstupu měniče. Princip je pro oba typy měřených signálů shodný a shodný je také použitý filtr.

5.4.3 Detekce průchodu signálu nulou

Princip detekce průchodu signálu nulou je v této aplikaci založen na porovnávání polarity dvou po sobě následujících vzorků. Pokud se jejich polarita liší, je detekován průchod nulou. Porovnává se polarita aktuálního vzorku s polaritou předchozího vzorku. Dále lze tímto způsobem detekovat nástupnou, resp. sestupnou hranu signálu. Této funkce bylo použito pro měření frekvence signálu (viz kapitola 5.3.1).

Před každým spuštěním je nutno kód programu provádějící algoritmus pro detekci nuly inicializovat. Inicializace je nutná z důvodu provádění detekce nuly na aktuálním a předcházejícím vzorku. Při prvním spuštění je tedy k dispozici pouze jeden vzorek a tudíž není možné vyhodnotit průchod nuly. Z tohoto důvodu dojde během prvního spuštění pouze k načtení a uložení hodnoty vzorku a výstup informující o průchodu signalizuje, že průchod nenastal. Funkce detekce je plně funkční po načtení druhého vzorku. V tento okamžik jsou k dispozici data (minulý a aktuální vzorek), na jejichž základě lze korektně rozhodnout, zda k průchodu došlo nebo ne.



Obr. 51 Nekorektně zjištěný průchod nulou

Pro správnou funkci je nutné hledání provádět na filtrovaném signálu, jinak může nastat situace uvedená na obr. 51. V uvedeném případě nastane situace, kdy není možné z takto detekovaných průchodů zjistit informaci o začátku a konci úseku měřeného signálu.

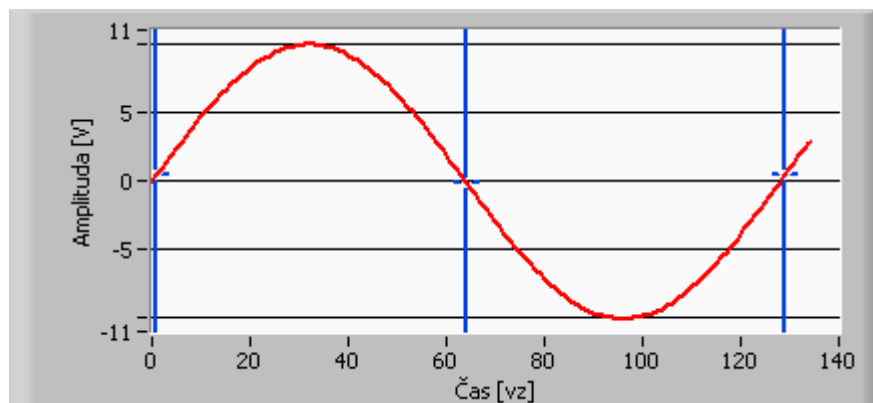
Provádění detekce průchodu nulou předchází ještě odstranění stejnosměrné složky z měřeného signálu. V programu je výpočet stejnosměrné složky realizován pomocí VI s názvem *Mean*, který je součástí knihoven prostředí LabVIEW. Takto získaná hodnota je poté odečtena od naměřených dat.

5.4.4 Detekce celistvého počtu period na výstupu měniče

Zjištění indexů pro výřez celistvého počtu period je založeno na detekci průchodu signálu nulou. Tento princip vychází z předpokladu, že na jednu periodu signálu připadají tři průchody nulou (viz. obr. 52). Při detekování většího počtu period než jedné, je nutno vzít v úvahu, že koncový bod první jedné periody splývá s počátečním následující periody. Výpočet požadovaného počtu průchodů na základě stanoveného počtu period pro výpočet výkonu se provádí podle vztahu:

$$n_{PR} = 2 \cdot N_{PER} + 1, \quad (39)$$

kde n_{PR} je počet průchodů na jednu periodu a N_{PER} je počet period.



Obr. 52 Počet průchodů nulou na jednu periodu

Princip stanovení celistvého počtu period pro výstup měniče je popsán v kapitole 5.3.3.

Samotný proces určení prvního a počátečního vzorku probíhá následujícím způsobem (viz. obr. 53). Nejprve se porovnáním vypočteného počtu vzorků a počtu vzorků naměřených dat zjistí, zda nedošlo během měření ke změně vstupního signálu. Pokud ke změně nedošlo (počet vzorků je shodný) je zahájeno hledání zmíněného počátečního a koncového vzorku. Poté v okamžiku nalezení obou bodů je provedena ještě kontrola, zda délka signálu odpovídá požadovanému počtu period.

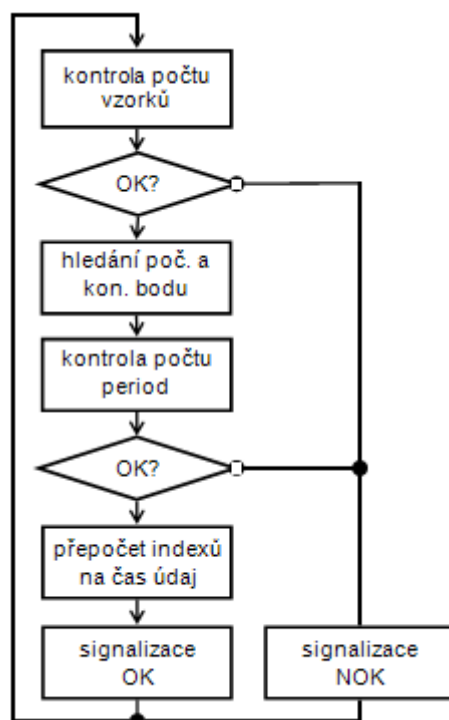
Určení počtu period mezi nalezenými dvěma body se provádí podle vztahu:

$$N_{PER} = \frac{i_K - i_P}{n}, \quad (40)$$

kde N_{PER} je počet period, i_P je index počátečního vzorku, i_K je index koncového vzorku a n je počet vzorků na jednu periodu. V případě, že kontrola proběhla úspěšně, dojde k signalizaci úspěšného nalezení indexů uvozující celistvý počet period (rozsvítí se příslušný indikátor na virtuálním panelu přístroje). Pokud došlo v okamžiku mezi stanovením parametrů vzorkování a okamžikem detekování celistvého počtu period ke změně frekvence nebo index vzorků nebyly zjištěny správně, je zobrazena informace o chybě (indikátor na panelu přístroje zhasne). Současně je proveden výpočet časových okamžiků, kdy k průchodům došlo. Tento výpočet se určí podle:

$$t_P = i_P \cdot dt, \quad (41)$$

kde t_P je čas průchodu, i_P je index vzorku reprezentující průchod a dt je vzdálenost mezi dvěma vzorky (převrácená hodnota frekvence vzorkování). Na základě těchto časových okamžiků bude stanoven index prvního a koncového bodu na výstupu měniče. Tím je zajištěno, že oba průběhy pro výpočet výkonu budou odpovídat vzorkům sejmutým ve stejný okamžik.



Obr. 53 Algoritmus detekce celistvého počtu period – výstup měniče

5.4.5 Detekce celistvého počtu period na vstupu měniče

Detekce indexů počátečního a koncového vzorku na vstupu se provádí podobným způsobem jako detekce indexů na výstupu měniče.

Algoritmus činnosti detekce na vstupu měniče je zobrazen na obr. 54.

Rozdíl mezi tímto algoritmem a algoritmem pro detekci indexů na výstupu měniče (obr. 53) je v tom, že na počátku je nutné přepočítat časové údaje o vzorcích na výstupu na indexy vzorků. Přepočet se provádí podle vztahu:

$$i_p = \frac{t_p}{dt}, \quad (42)$$

kde i_p je index vzorku, t_p je časový údaj o vzorku na výstupu a dt je převrácená hodnota vzorkovací frekvence. Následně je z takto určených indexů stanoven počet vzorků N jako:

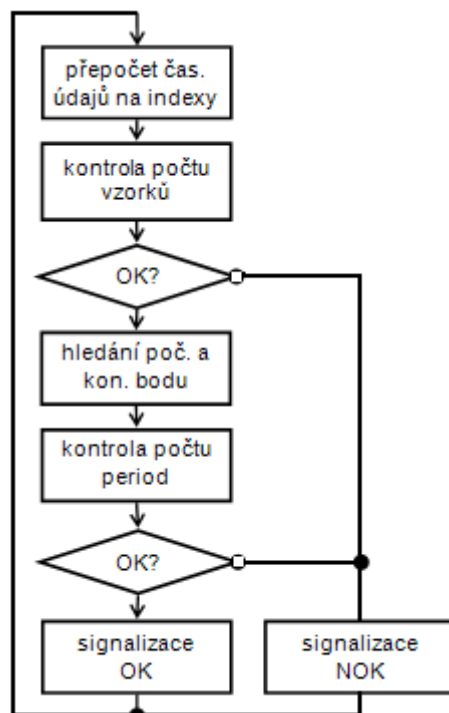
$$N = i_K - i_p. \quad (43)$$

Takto získaný počet vzorků reprezentuje signál na vstupu měniče, který bude mít shodné T_w se signálem na výstupu měniče.

Nakonec se provede výpočet celkového počtu průchodů nulou pro počet period, který se určí z celkového počtu vzorků a počtu vzorků na jednu periodu:

$$n_{PR} = 2 \cdot \frac{N}{n} + 1, \quad (44)$$

kde n_{PR} je počet průchodů, N je celkový počet vzorků a n je počet vzorků na jednu periodu.



Obr. 54 Algoritmus detekce celistvého počtu period – vstup měniče

5.4.6 Výřez signálu pro výpočet výkonu

Jakmile dojde k zjištění indexů vzorků, které vymezují začátek a konec úseku s celistvým počtem period, je provedeno vyřezání tohoto úseku z naměřených dat jednotlivých napětí a proudů. K operaci vyřezání je použito VI s názvem *Get Waveform Subset* (lze nalézt v knihovně vývojového prostředí). Vstupními parametry, na jejichž základě bude vyřezání provedeno, jsou index počátečního vzorku a délka úseku signálu, které má být vyřezána. Proto je nutné tuto délku nejprve vypočítat:

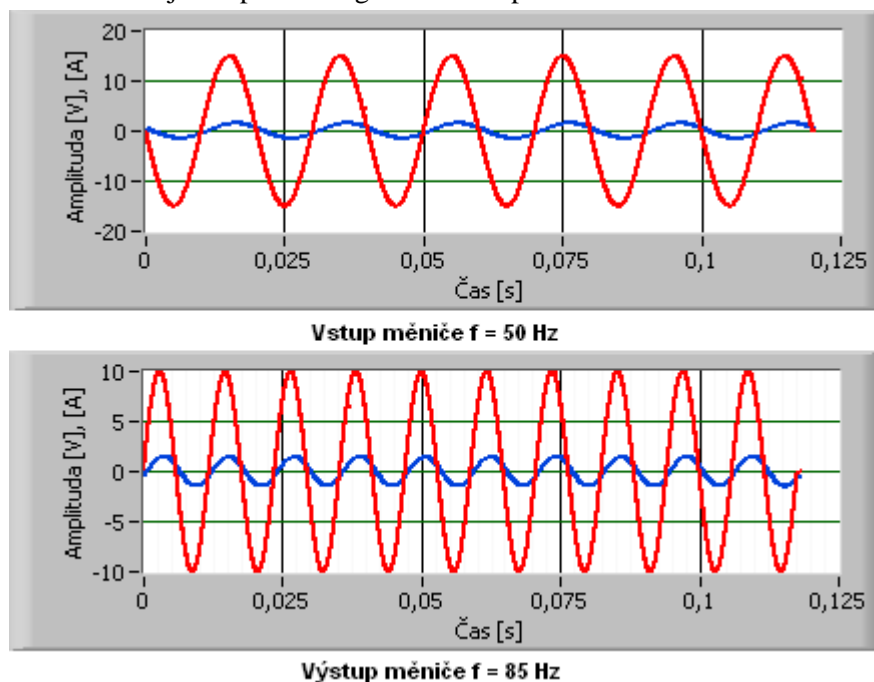
$$L = i_K - i_P, \quad (45)$$

kde L je požadovaná délka.

Dále se v části programu, která má za úkol vyřezat úsek signálu pro výpočet výkonu, provádí kompenzace fázového posuvu filtru (více o této problematice v kapitole 5.4.2). Tato korekce se provádí tak, že od indexu počátečního vzorku je odečtena hodnota posuvu pro danou frekvenci. Výsledkem tohoto je, že signál se posune o daný počet vzorků dopředu, v důsledku této operace by měl mít signál stejnou fázi jako před filtrací.

Na obr. 55 jsou zobrazeny průběhy napětí a proudu v jedné fázi na vstupu a výstupu měniče, které jsou získány po provedení vyřezání signálu, na základě detekovaného začátku a konce. Frekvence signálu na vstupu je v tomto případě 50 Hz a na výstupu 85 Hz. Počet period na výstupu měniče je pro danou frekvenci nastaven na hodnotu 10 (viz kapitola 5.3.3). Počet period na vstupu je stanoven tak, aby časová okna obou průběhů byla shodná (více o nastavení počtu period na vstupu měniče v kapitole 5.4.5). Ne pro všechny frekvence signálů na vstupu a výstupu měniče se podaří splnit zároveň požadavek na celistvost period a shodnost časových oken. V případech, kdy se to nepodaří, má splnění požadavku na celistvost period

přednost před požadavkem na shodnost T_w signálů. V důsledku toho se mohou časová okna signálů lišit v rozsahu \pm jedna perioda signálu na vstupu měniče.



Obr. 55 Příklad detekovaného úseku na vstupu a výstupu měniče

5.5 Analýza účinnosti

Z celistvého počtu period napětí a proudů je proveden výpočet činného, zdánlivého a neaktivního výkonu. Poté je z činných výkonů na vstupu měniče, mechanického výkonu a výkonu ve stejnosměrném meziobvodu proveden výpočet dílčích účinností.

5.5.1 Výpočet dílčích výkonů pohonného systému

Na základě změřených elektrických veličin na vstupu a výstupu měniče se provádí výpočet efektivních hodnot napětí a proudů, jednofázových výkonů (P , Q , S) ve všech fázích, výpočet třífázových výkonů a účinníku (PF).

Jak již bylo na začátku zmíněno (viz úvod kapitoly 5), počátek vývoje této aplikace byl prováděn na osobním počítači. V této fázi vývoje byl prováděn výpočet jednotlivých elektrických výkonů (P , S) ve frekvenční oblasti.

Na jednotlivé hodnoty proudů a napětí byl aplikován algoritmus FFT. Z amplitudového a fázového spektra byl poté proveden výpočet výkonů. Zdánlivý výkon je možné určit podle vztahu:

$$S = \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} U_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=0}^{\infty} I_h^2}, \quad (46)$$

kde U_h a I_h jsou efektivní hodnoty jednotlivých harmonických složek amplitudového spektra napětí a proudu [12].

Činný výkon se určí podle:

$$P = \sum_{h=0}^{\infty} u_h \cdot i_h \cdot \cos(\varphi_{uh} - \varphi_{ih}), \quad (47)$$

kde u_h a i_h jsou jednotlivé harmonické složky amplitudového spektra napětí a proudu a φ_{ih} a φ_{uh} jsou jednotlivé složky fázového spektra proudu a napětí. Třífázový výkon je poté určen jako součet výkonů v jednotlivých fázích.

Ve frekvenční oblasti je také možné určit hodnotu deformačního výkonu D a to jako:

$$D = U \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} i_h^2} [12]. \quad (48)$$

Dalším parametrem, který je možné po použití FFT na měřený signál určit je harmonické zkreslení (THD). Výpočet harmonického zkreslení byl prováděn přes všechny prvky amplitudového spektra. Výpočet byl proveden podle vztahu:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} U_h^2}}{U_1} \cdot 100, \quad (49)$$

kde THD [%] je harmonické zkreslení, U_h jsou jednotlivé harmonické složky měřeného signálu a U_1 je velikost základní harmonické.

Způsob výpočtu výkonu založený na FFT se po přenesení měřicí aplikace na platformu cRIO ukázal pro použitý typ kontroléru (NI 9014) náročný. V důsledku toho docházelo k prodloužení doby odezvy přístroje podle množství zpracovávaných dat až na 4 sekundy. Takto dlouhá doba by mohla v praxi vadit. Proto byla provedena změna výpočtu výkonu z frekvenční do časové oblasti.

Výpočet elektrických veličin na vstupu a výstupu měniče v časové oblasti je proveden podle vztahů popsaných v kapitole 3.1.3, které jsou odvozeny z obecného popisu uvedeného v kapitole 3.1.1. Porovnáním doby odezvy před touto změnou a po ní, bylo zjištěno, že bez použití FFT pro výpočet výkonu se doba odezvy přístroje snížila až o polovinu. Tedy v nejhorším případě (frekvence 10 Hz na výstupu měniče) je doba odezvy přístroje pod 2 sekundy. V rozmezí od 20 Hz do 100 Hz je doba odezvy kolem 800 ms, což už je z uživatelského hlediska přijatelná hodnota.

Výpočet elektrického výkonu v stejnosměrném obvodu měniče je prováděn ve vrstvě aplikace, která se vykonává v hradlovém poli (kapitola 5.1.3). Hodnota mechanického výkonu je z hodnoty otáček změřených v FPGA a točivého momentu vypočítávána v kontroléru. Princip měření otáček je uveden v kapitole 5.1.4 a popis problematiky měření mechanického výkonu v kapitole 3.2.

Provádění sběru měřených dat a zároveň výpočtu hodnot výkonů v jedné programové smyčce zajišťuje, že je splněna podmínka kladená na to, aby pro správné určení účinnosti byly jednotlivé výkony stanoveny ve stejném čase.

5.5.2 Účinnost systému el. pohonu

Ze změřených hodnot elektrického výkonu na vstupu a výstupu měniče, výkonu ve stejnosměrném meziobvodu a mechanického výkonu na hřídeli motoru jsou stanoveny dílčí účinnosti.

Účinnost měniče v procentech je vypočtena jako:

$$\eta = \frac{P_{VYST}}{P_{VST}} \cdot 100, \quad (50)$$

kde η [%] je účinnost měniče, P_{VYST} je výstupní výkon měniče a P_{VST} je výkon na vstupu měniče.

Pro účinnost stejnosměrného meziobvodu platí:

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{VST}} \cdot 100, \quad (51)$$

kde P_{DC} je výkon ve stejnosměrném meziobvodu.

Pro ostatní účinnosti jednotlivých částí elektrického pohonu platí:

$$\eta = \frac{P_{VYST}}{P_{DC}} \cdot 100, \quad (52)$$

$$\eta = \frac{P_M}{P_{DC}} \cdot 100, \quad (53)$$

$$\eta = \frac{P_M}{P_{VST}} \cdot 100, \quad (54)$$

$$\eta = \frac{P_M}{P_{VYST}} \cdot 100, \quad (55)$$

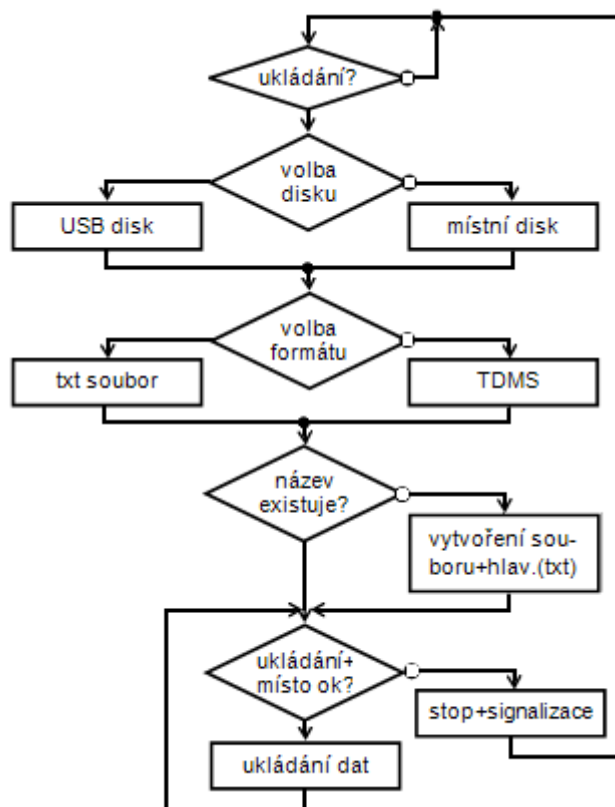
kde P_M je mechanický výkon.

5.6 Ukládání dat

Naměřené hodnoty proudů, napětí, jednofázových a trojfázových výkonů a účinností je možné ukládat do jednoho ze dvou formátů (textový soubor nebo TDMS). Pro zajištění správnosti uložených dat, je během procesu ukládání znemožněno měnit parametry měření (škálovací konstanty U a I , počet pulzů snímače otáček, apod.). Dobu ukládání je možné nastavit buď v každém cyklu měření, nebo je možné zadat násobek počtu cyklů. To znamená, že bude ukládána například každá pátá hodnota, v tomto případě se počítá aritmetický průměr jednotlivých hodnot pro zvolený počet cyklů. Průměrování je provedeno podle vztahu:

$$H_s = \frac{\sum_{i=0}^p H_i}{p}, \quad (56)$$

kde H_s je příslušná hodnota, která se ukládá, H_i je aktuální hodnota naměřená v daném cyklu a p je uživatelem nastavený počet cyklů.



Obr. 56 Algoritmus ukládání dat

5.6.1 Textový soubor

Data v textovém souboru jsou ukládána v tzv. CSV (Comma separated values) formátu. Jedná se o jednoduchý souborový formát určený pro výměnu dat. Soubor ve formátu CSV sestává z řádků, ve kterých jsou jednotlivé položky odděleny znakem čárka. Vzhledem k tomu, že v některých jazycích se čárka používá jako oddělovač desetinných míst, existují varianty, které používají místo čárky jiný oddělovač. Nejčastěji se používá tabulátor nebo středník.

Tímto způsobem uložená data lze prohlížet například v programu poznámkový blok v OS Windows, v tabulkovém editoru MS Excel apod.

Algoritmus ukládání je zobrazen na obr. 56, Po zahájení ukládání se zjišťuje, zda na daném disku existuje soubor, do něhož se ukládají data. Název souboru se automaticky generuje podle aktuálního data, kdy se měření provádí. Soubor má tedy název například *data_menic_2010_3_16.txt*. V případě, že soubor existuje, je otevřen a data se začnou ukládat za poslední uloženou položkou. Pokud soubor neexistuje, vytvoří se nový soubor s názvem odpovídajícím danému dni, hlavička souboru a zahájí se ukládání.

Jako médium pro ukládání dat je možné použít například USB flash disk zasunutý do USB rozhraní RT kontroléru nebo jeho lokální disk. Ukládání je zahájeno, pokud je zvolen správný disk a je na něm dostatek místa. Volné místo pro ukládání dat je kontrolována i během procesu ukládání, v případě nedostatku místa se ukládání ukončí. Proces ukládání a stav média pro ukládání je signalizován pomocí indikátorů na uživatelském panelu aplikace a současně na LED indikátoru kontroléru. Indikace na kontroléru pracuje tak, že

- indikátor nesvítí – ukládání neprobíhá

- indikátor bliká – ukládání probíhá
- indikátor svítí – nedostatek místa na disku

Tento způsob je zvolen, protože použitý kontrolér (NI 9014) obsahuje pouze jeden uživatelsky konfigurovatelný LED indikátor.

Přístup k datům uloženým na disku kontroléru se provádí prostřednictvím FTP serveru. Do internetového prohlížeče nebo průzkumníku v OS Windows se zadá IP adresa kontroléru. Poté se objeví obsah disku kontroléru, kde se uložený soubor o měření nachází v adresáři data. V případě použití internetového prohlížeče lze soubor stáhnout po kliknutí pravým tlačítkem myši na jeho název a volbě položky *Uložit odkaz jako*. Při použití průzkumníku Windows se do položky *Adresa* zadá příkaz ftp:// + IP adresa kontroléru (např. ftp://158.196.150.135). Poté lze data zkopírovat běžným způsobem jako při práci ve Windows (např. Ctrl+c).

5.6.2 Model TDM pro ukládání dat

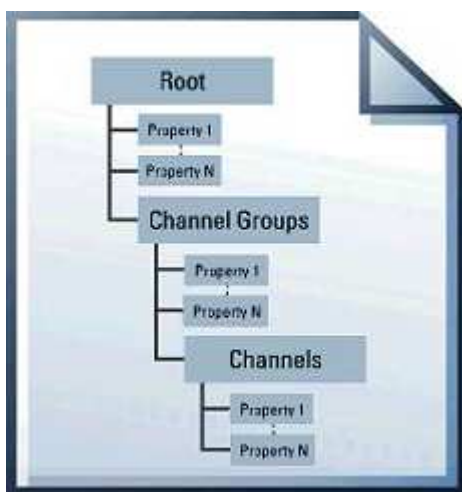
Model ukládání dat TDM je třístupňový hierarchický model (viz obr. 57) pro ukládání technických dat zavedený firmou NI. Model obsahuje tyto tři úrovně:

- základní úroveň – File Root: sekce určená pro popis vlastností příslušejících celému systému
- úroveň skupin – Groups: sekce určená pro popis vlastností skupin kanálů
- úroveň kanálů – Channels: sekce určená pro popis vlastností jednotlivých kanálů

Každá z těchto úrovní může mít neomezený počet uživatelem definovaných skalárních vlastností. Model má dva formáty:

- Binary (TDMS)
- Binary with XML Header (TDM)

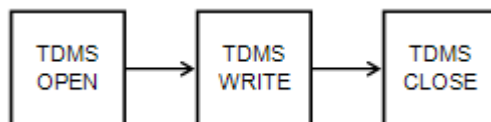
Výhodou tohoto modelu je strukturovaný formát uložených dat, který umožňuje s použitím vhodných programových prostředků efektivní analýzu uložených dat. Pro offline zpracování dat dodává společnost National Instruments nástroj DIAdem, pomocí něhož lze uložená data analyzovat a prezentovat [5]. Existuje doplněk, pomocí něhož je možné podporu tohoto formátu implementovat do Microsoft Excel.



Obr. 57 Hierarchie modelu TDM

Princip ukládání dat ve formátu TDMS vychází z algoritmu, který je uveden na obr. 56.

Pro ukládání dat ve formátu TDMS existují v knihovnách vývojového prostředí samostatné VI. Postup práce s VI z této knihovny je shodný jako při práci s VI pro ukládání do textového souboru. Při ukládání dat je tedy nutné nejprve daný soubor otevřít (případně vytvořit), poté následuje zápis dat a nakonec se provádí uzavření souboru (viz obr. 58).

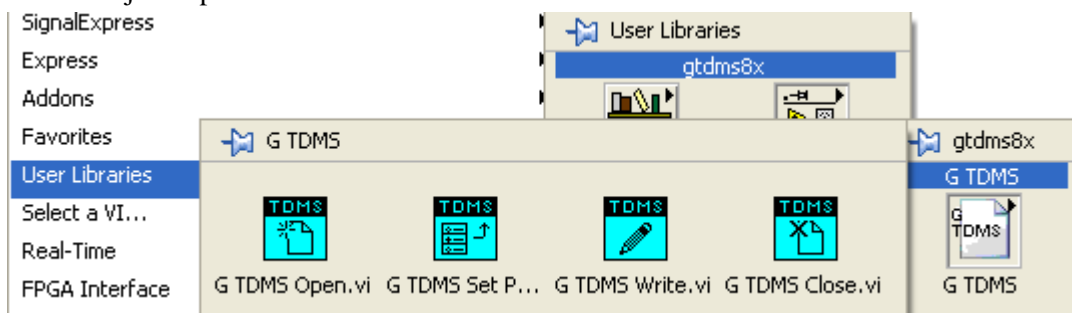


Obr. 58 Postup při ukládání dat

Během praktické realizace ukládání dat ve formátu TDMS na platformě cRIO se vyskytl problém. Ten spočíval v nemožnosti otevřít již vytvořený TDMS soubor a pokračovat v ukládání dat. Během otevírání dané VI zahlásilo chybu (Error 6) a díky tomu nebylo možné se zápisem dat pokračovat. Vytvoření souboru a následný zápis dat však fungoval správně. Vzhledem k charakteru činnosti ukládání viz obr. 56, nebylo možné řešení s vytvořením nového souboru při každém ukládání použít. O indexu chyby (Error 6), kterou dané (TDMS OPEN) VI hlásilo, byla nalezena na stránkách NI informace, podle které by tato chyba měla být odstraněna ve verzi LabVIEW Real-Time 2009 viz [25]. Bohužel se s použitou kombinací hardwaru a softwaru (hardware: šasi NI 9104, kontrolér NI 9014, software: NI RIO 3.2.1, LabVIEW 2009 SP1, LabVIEW Real-Time 2009 SP1) nepodařilo tuto variantu ukládání zprovoznit. Při ukládání dat do tohoto formátu na osobním počítači se uvedený problém nevyskytl.

Uvedený problém byl vyřešen použitím knihovny s názvem G TDMS. Knihovna je volně ke stažení na stránkách National Instruments [26]. Po stažení je nutno tuto knihovnu nahrát do adresáře (user.lib) LabVIEW, který je určen pro uživatelské knihovny. Při standardní instalaci softwaru LabVIEW je cesta k uvedenému adresáři: C:\Program Files\National Instruments\LabVIEW 2009\user.lib.

Po nahrání knihovny do uvedeného adresáře a spuštění vývojového prostředí se knihovna G TDMS objeví v položce *User Libraries* viz obr. 59.

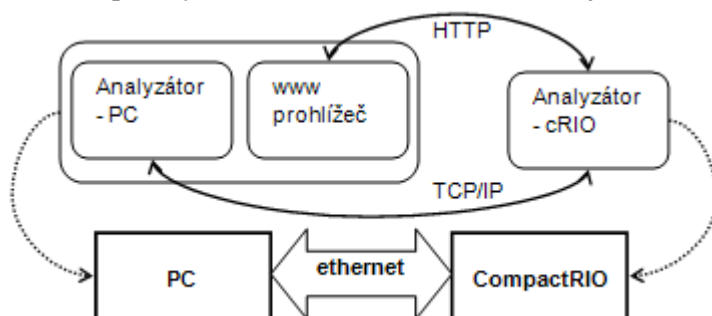


Obr. 59 Prvky knihovny G TDMS

Práce s jednotlivými prvky této knihovny je shodná s prací VI pro ukládání ve formátu TDMS, která byla standardní součástí vývojového prostředí.

5.7 Uživatelské rozhraní

Nastavování parametrů měření a zobrazení dat je realizováno pomocí aplikace na osobním počítači nebo prostřednictvím internetového prohlížeče, pomocí něž je možné zobrazit webovou stránku s čelním panelem měřicí aplikace (Remote Panel), která běží v platformě cRIO. Propojení s osobním počítačem je realizováno komunikačním rozhraním Ethernet. Pro komunikaci s aplikací na osobním počítači se využívá protokol TCP/IP. Ilustrace komunikace mezi oběma způsoby realizace uživatelského rozhraní je uvedena na obr. 60.

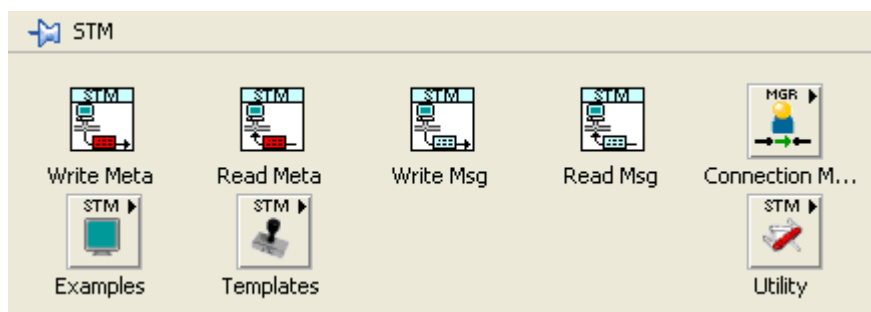


Obr. 60 Principiální schéma komunikace uživatelského rozhraní

5.7.1 Komunikace prostřednictvím protokolu TCP/IP

K přenosu dat mezi aplikací s uživatelským rozhraním v PC (klient) a měřicí aplikací v kontroléru (server) cRIO je využito bloků (VI) knihovny STM. Jedná se o knihovnu, které zjednodušuje realizaci komunikace prostřednictvím protokolu TCP/IP. Tato knihovna není standardně součástí vývojového prostředí LabVIEW. Před použitím je ji nutné stáhnout a přidat do adresáře pro uživatelské knihovny (stejný postup jako při přidání knihovny G TDMS viz kapitola 5.6.2). Podrobné informace o této knihovně lze získat na stránkách National Instruments, odkud je ji možno také stáhnout [27].

Knihovna obsahuje řadu funkcí (viz. obr. 61), z nichž pro jednoduchou komunikaci mezi klientem a serverem postačují čtyři základní a to: Write Meta, Read Meta, Write Msg a Read Msg.



Obr. 61 Knihovna STM

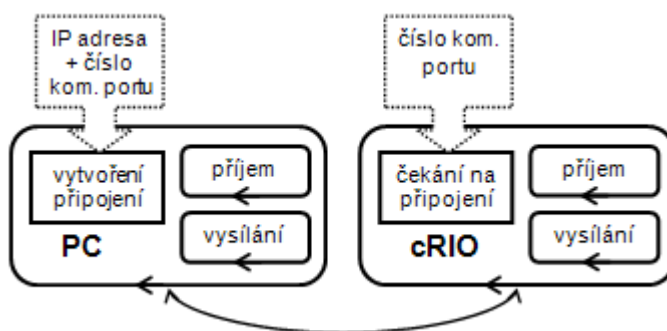
Z uživatelského hlediska má použití zmíněné knihovny tyto vlastnosti:

- jednoduché zapouzdření dat do přenášených paketů a analýza dat
- skrytí transportní vrstvy (TCP/IP, UDP, apod.)
- minimalizace provozu na síti, data jsou posílány pouze v okamžiku, kdy je potřeba

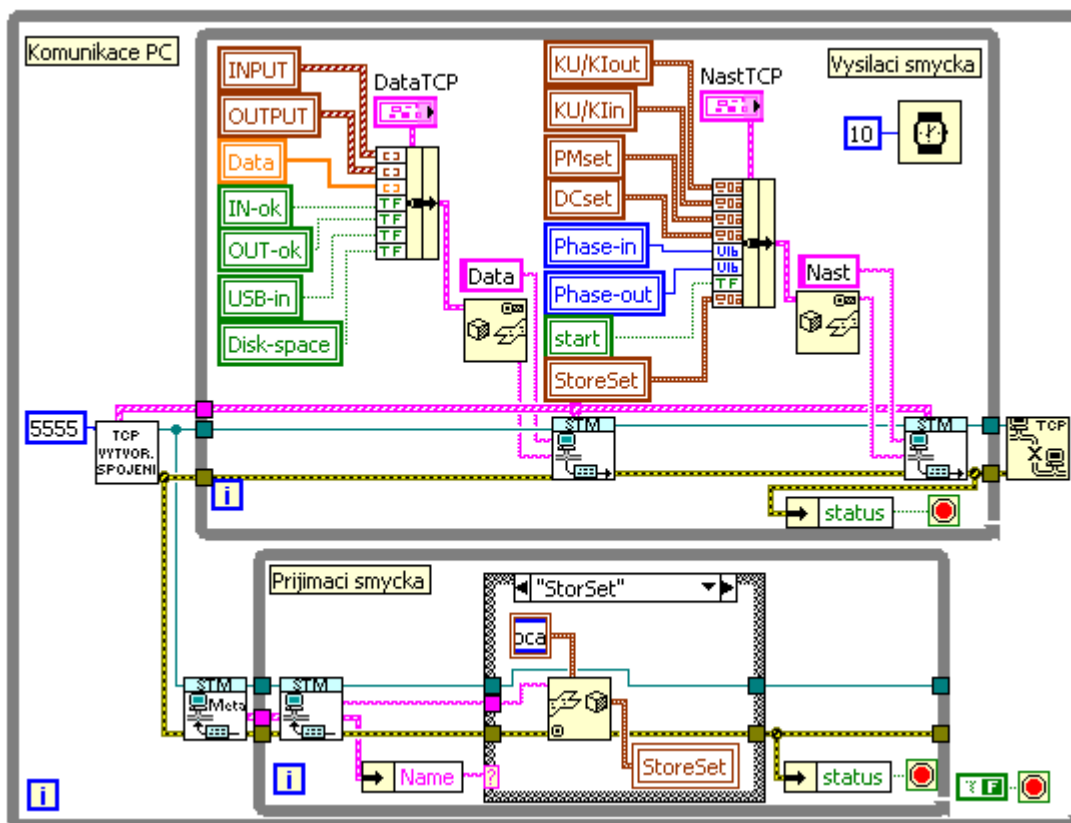
- minimalizace dopadu režijních nákladů na provoz sítě
- lze použít ke komunikaci s jiným prostředím než LabVIEW (C, C++, apod.)

Část programu, která provádí obsluhu komunikace, běží v osobním počítači i kontroléru platformy cRIO (viz obr. 62). Obě části obsahují dvě nezávislé programové smyčky, z nichž jedna slouží k příjmu dat a druhá k odesílání. Komunikaci zahajuje klient. Server čeká do okamžiku, kdy se k němu připojí klient a poté začne posílat data klientovi. Pro vytvoření komunikačního spojení jsou použity VI s názvy *TCP Listen* (server) a *TCP Open Connection* (klient). Parametry pro připojení, které je nutné u těchto VI nastavit, jsou:

- klient – IP adresa serveru a číslo komunikačního portu
- server – číslo komunikačního portu



Obr. 62 Přenos dat klient – server



Obr. 63 Ukázka realizace kódu programu v LV pro komunikaci

Na obr. 63 je uvedena ukázka kódu programu v LV, který zajišťuje obsluhu komunikace v RT kontroléru platformy cRIO. Přenos dat mezi komunikační smyčkou programu a smyčkou pro obsluhu měření je proveden pomocí tzv. lokálních proměnných.

Při přenosu dat je nejprve mezi klientem a serverem zaslána zpráva tzv. *meta data*. Ty představují indexovaný seznam informací o tom, které se budou posílat mezi hostiteli. Tím získá každý hostitel informace, které potřebuje pro dekodování přijaté zprávy. Prakticky se jedná o pole datového typu string obsahující názvy hlaviček všech balíků dat, které budou během komunikace přenášeny. Tento seznam je z důvodu snížení provozních nákladů posílán pouze jednou, při zahájení komunikace. K poslání tohoto seznamu se používá VI s názvem *Write Meta* a k příjmu *Read Meta*.

Poté je realizováno posílání samotných zpráv (prostřednictvím VI *Write Msg* – zápis a *Read Msg* - čtení). Každá posílaná zpráva má tvar uvedený na obr. 64.

Délka posílaných dat (32 bitů)	Meta Data ID (16 bitů)	Data
--------------------------------	------------------------	------

Obr. 64 Formát zprávy posílaných dat

Datový typ přenášených dat, se kterým knihovna STM pracuje, je string. Proto je nutné datové typy všech přenášených dat do tohoto typu konvertovat. Ke konverzi je použito VI s názvem *Flatten To String*, zpětný převod je prováděn pomocí VI s inverzní funkcí, jehož název je *Unflatten From String*.

Pro zajištění správnosti posílání naměřených dat tj., aby posílaná data odpovídala aktuálně změřeným datům, slouží synchronizace měřicí a komunikační smyčky programu.



Obr. 65 Princip synchronizace měření a komunikace

K synchronizaci je použito prostředku událost (*occurrence*). Komunikační smyčka pro posílání dat čeká (*wait on occurrence*) dokud měřicí smyčka nenastaví událost (*set occurrence*), poté proběhne odeslání aktuálně naměřených dat a smyčka pro posílání dat přejde zpět do stavu čekání na událost (viz obr. 65).

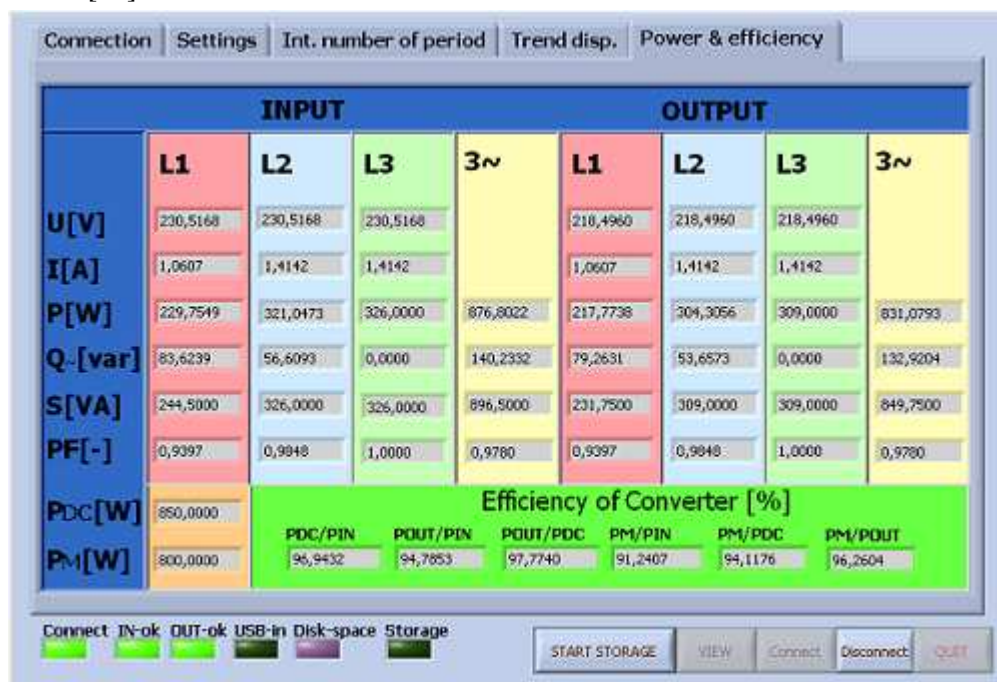
5.7.2 Aplikace na PC

Aplikace, která běží na osobním počítači, se přímo nepodílí na procesu měření a zpracování dat. Slouží především k ovládání měření a zobrazení jeho výsledků. Aplikace umožňuje zobrazit:

- číselné hodnoty měřených a vypočtených veličin viz obr. 66
- měřené hodnoty U a I pro zvolenou fázi
- časovou závislost (trend) veličin (U_{VYST} , I_{VYST} , P_{VST} , S_{VST} , apod.)

Ke spuštění této aplikace je nutné mít nainstalován software LabVIEW 2009 SP1. Pokud použitý počítač tímto softwarem není vybaven, je nutné nainstalovat alespoň LabVIEW Run

Time-Engine verze 9.0.1. Tento software je ke stažení zdarma na stránkách společnosti National Instruments [28].



Obr. 66 Obrazovka pro zobrazení naměřených hodnot

Aplikace rovněž umožňuje ukládání naměřených dat. Data je možné ukládat, jak ve formátu textového souboru, tak i ve formátu TDMS. Pro zobrazení uložených dat je aplikace vybavena prohlížečem, pomocí kterého lze zobrazit data uložená v obou formátech. Příklad zobrazení uložených dat je uveden na obr. 67.

The screenshot shows a data viewer interface with a table of recorded data. The table has the following columns: Time, Det. IN, Det. OUT, U1in, U2in, U3in, I1in, I2in, I3in, U1out, U2out, U3out, I1out. The data is organized into rows, with the first 15 rows showing recorded data and the remaining rows being empty. The data is as follows:

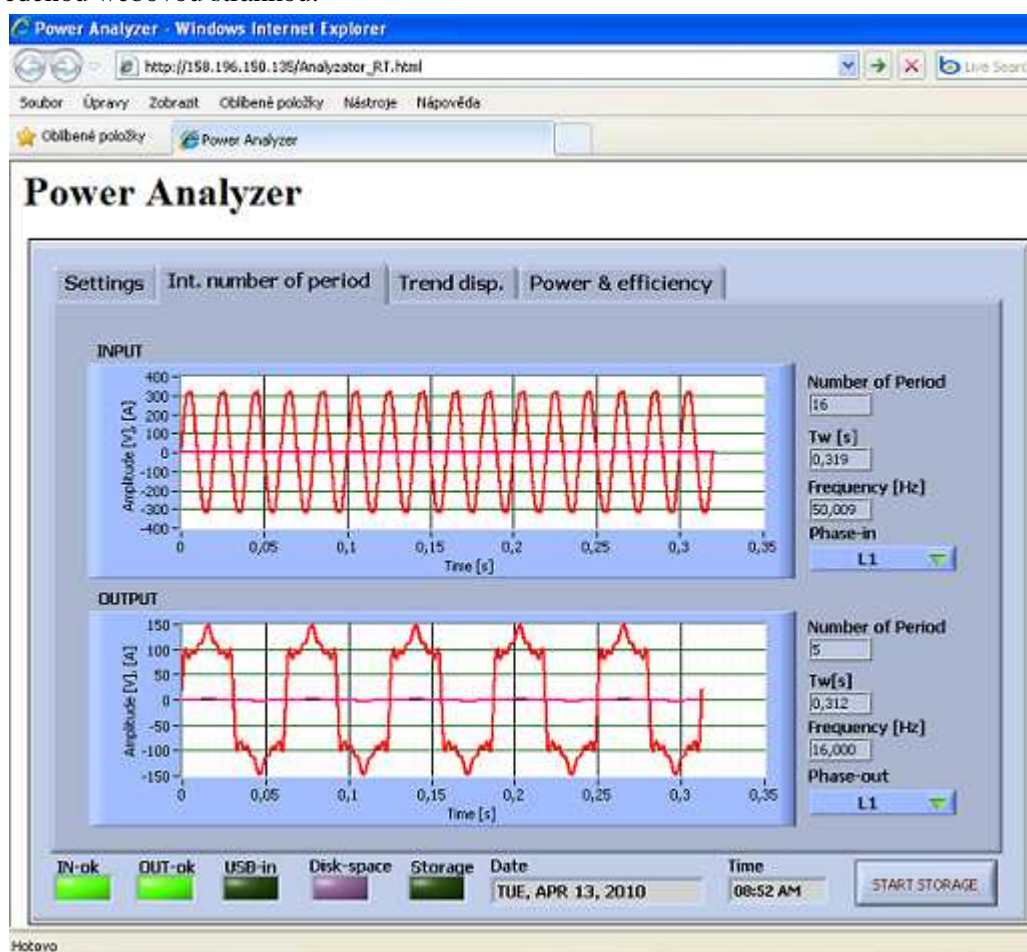
Time	Det. IN	Det. OUT	U1in	U2in	U3in	I1in	I2in	I3in	U1out	U2out	U3out	I1out
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	nok	nok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061
15:13	ok	ok	230,517	230,517	230,517	1,061	1,414	1,414	223,446	223,446	223,446	1,061

At the bottom, there is a file path C:\data_merik_2010_2_4.txt and a Back button.

Obr. 67 Prohlížeč uložených dat

5.7.3 Vzdálený panel

Další z možností pro zobrazení naměřených dat případně nastavení měření je tzv. *Remote Panel* (vzdálený panel. Jedná se o webovou stránku, na které je zobrazen čelní panel měřicí aplikace, která běží v platformě cRIO) viz obr. 68. Tuto webovou stránku je pak možné zobrazit v běžném internetovém prohlížeči. Během testování bylo zjištěno, že na korektní zobrazení této stránky má vliv použitý antivirový program na osobním počítači. Testování bylo provedeno na dvou antivirových programech, jeden byl Avast a druhý NOD32. Při použití programu Avast se stránka nezobrazila správně, u programu NOD32 se problém se zobrazením neprojevil. Odstranění problému řeší dočasné vypnutí antivirové ochrany po dobu práce s uvedenou webovou stránkou.

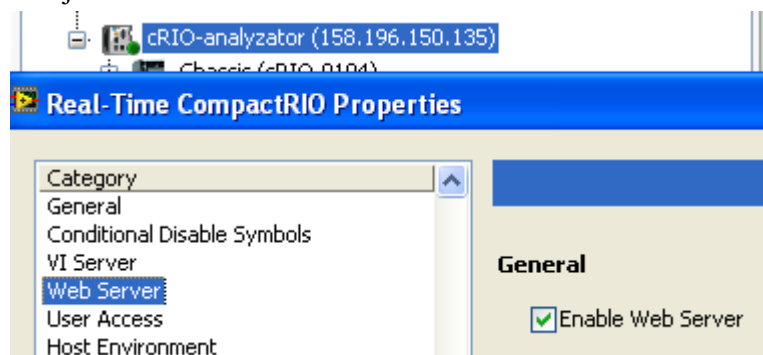


Obr. 68 Ukázka vzdáleného panelu

Prvním krokem pro použití tohoto způsobu zobrazení čelního panelu měřicí aplikace je aktivace webového serveru na kontroléru cRIO.

Aktivace se provádí pomocí *Project Explorer* daného projektu. Po otevření se ze stromové struktury vybere položka použité platformy (cRIO – analyzátor viz obr. 69). Kliknutím pravého tlačítka myši na tuto položku se zobrazí nabídka, ze které se vybere položka *Properties*. Tímto se otevře okno pro nastavení parametrů platformy cRIO. Zde z nabídky *Category* se vybere položka s názvem *Web Server*. Následně se zobrazí záložka pro konfiguraci webového serveru, kde se zvolí položka *Enable Web Server* (viz obr. 69). Důležité je si poznamenat složku,

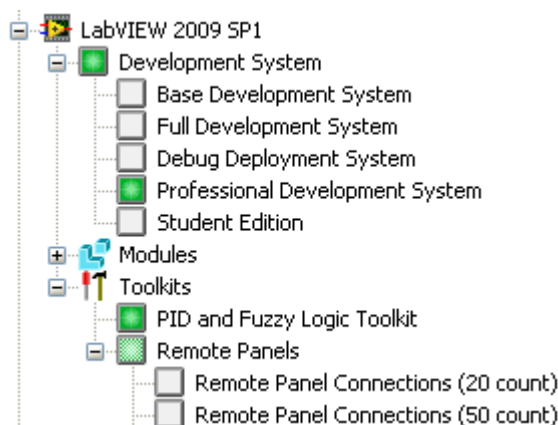
do které se ukládají webové stránky, jež se mají zobrazovat. Adresa této složky se nachází ve stejné záložce pod názvem *Root Directory*, kde se provádí povolení funkce webového serveru. Po aktivaci je nutné cRIO restartovat.



Obr. 69 Aktivace web serveru na kontroléru

K vytvoření webové stránky slouží nástroj s názvem *Web Publishing Tool*, který je možné nalézt v nabídce *Tools* v menu *Project Explorer*. Po jeho spuštění se objeví okno, ve kterém se vybere název VI, jehož čelní panel se bude zobrazovat na webové stránce. Výběr se provádí prostřednictvím položky *VI Name*, kde se zadá umístění daného VI. Z nabídky *Viewing Mode* se vybere položka *Embedded*. V tomto režimu lze se zobrazeným čelním panelem na webové stránce pracovat jako s klasickým čelním panelem aplikace LabVIEW. V dalším okně lze zadat zobrazovaný název stránky a jednoduchý textový popis. Nakonec se provede výběr umístění, kde bude uložena vygenerovaná webová stránka. Tuto stránku je pak nutné nahrát do adresáře v RT kontroléru, který je určen k ukládání webových stránek. Nahrání se provádí pomocí FTP serveru kontroléru, k tomu lze použít například průzkumník Windows (viz kapitola 5.7.1, kopírování uložených dat z disku kontroléru).

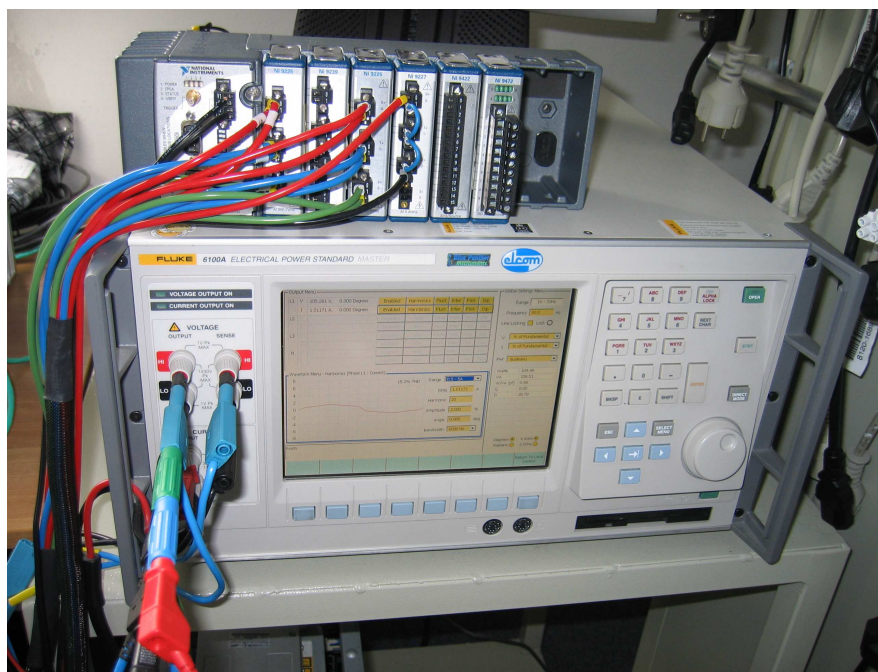
K zobrazení webové stránky je nutné zadat do internetového prohlížeče adresu, která je složena s IP adresy použitého RT kontroléru platformy cRIO a názvu webové stránky. Adresa zařízení se tedy zadává ve tvaru např. http://158.196.150.135/Analyzator_RT.html. Počet uživatelů (počet připojení), kteří se mohou zobrazit stránku v jednom okamžiku je limitován aktivovanou licencí *Remote Panels Toolkits*. Typ licence je možné zjistit pomocí *NI License manager* viz obr. 70. Bez aktivace této licence lze zobrazit webovou stránku pouze jednomu uživateli.



Obr. 70 NI License manager

6 Shrnutí dosažených výsledků

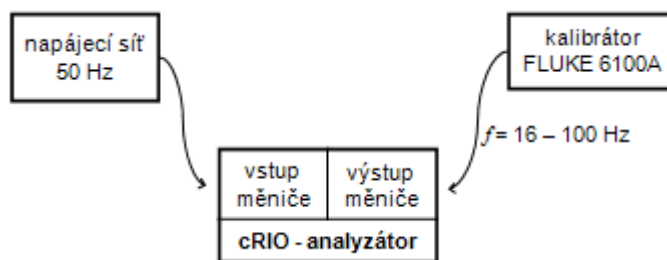
Funkčnost analyzátoru výkonu postaveného na platformě cRIO spolu se změřením přesnosti byla otestována pomocí kalibrátoru FLUKE 6100a (viz obr. 71). Při testování byla vyhodnocována přesnost měření výkonů. Během měření se zjišťovala přesnost samotného analyzátoru, proto bylo nutno eliminovat chyby použitých senzorů. Senzorem, který může vnášet chybu, jsou například kleště pro měření proudu, proto byl použit modul NI 9227, který umožňuje přímé měření proudu. Součástí měřicích kleští je železné jádro, které má určitou amplitudovou frekvenční závislost. Tato závislost je pak příčinou jedné z chyb, kterou senzor vnáší do procesu měření.



Obr. 71 Proces testování analyzátoru pomocí kalibrátoru FLUKE

6.1 Popis zapojení analyzátoru při testování

Při měření přesnosti analyzátoru byla provedena změna v hardwarové konfiguraci analyzátoru. Tato změna spočívala v záměně modulů NI 9239, které byly určeny pro měření proudu prostřednictvím proudových kleští, za moduly NI 9227. NI 9227 je modul, který obsahuje 4 analogové vstupy pro měření proudu. Maximální hodnotu proudu, kterou lze přímo připojit k tomuto modulu je 5 Arms. Každý analogový vstup obsahuje vlastní 24 bitový A/D převodník, jehož vzorkovací frekvence je až 50000 vz/s [29]. Lze vidět, že parametry A/D převodníků jsou shodné jako u modulu NI 9239 popsaneho v kapitole 2.2.3.



Obr. 72 Blokové schéma zapojení při testování analyzátoru

Na obr. 72 je uvedeno schéma zapojení měřicího řetězce s analyzátozem během jeho testování. Na vstupní obvody analyzátoru, které jsou určeny pro měření signálu v jednotlivých fázích na vstupu měniče, bylo připojeno síťové napětí 230 V o frekvenci 50 Hz. K části vstupů určených pro připojení měřených proudů a napětí na výstupu měniče byl připojen napěťový a proudový výstup kalibrátoru FLUKE 6100A. Během testování tedy nebylo prováděno měření vlastní účinnosti, ale pouze přesnosti měření výkonu.

6.2 Měření přesnosti analyzátoru

Proces měření přesnosti analyzátoru výkonu probíhal v 5 testech, během kterých byly na výstupu kalibrátoru generovány průběhy napětí a proudů s různým obsahem harmonických složek a fázovým posuvem mezi napětím a proudem. Pro všechny průběhy měřených signálů bylo měření provedeno v rozsahu frekvencí od 16 Hz do 100 Hz. První harmonická složka generovaného napětí a proudu měla ve všech testech hodnotu amplitudy 100 V, resp. 1 A. Na základě výsledků jednotlivých testů se stanovila relativní chyba, se kterou analyzátor měří.

Pro výpočet absolutní chyby byl použit vztah:

$$\Delta = x_M - x_S, \quad (57)$$

kde Δ je absolutní chyba měření, x_M je naměřená hodnota a x_S je skutečná hodnota měřené veličiny. Relativní chyba měření byla poté stanovena podle vztahu:

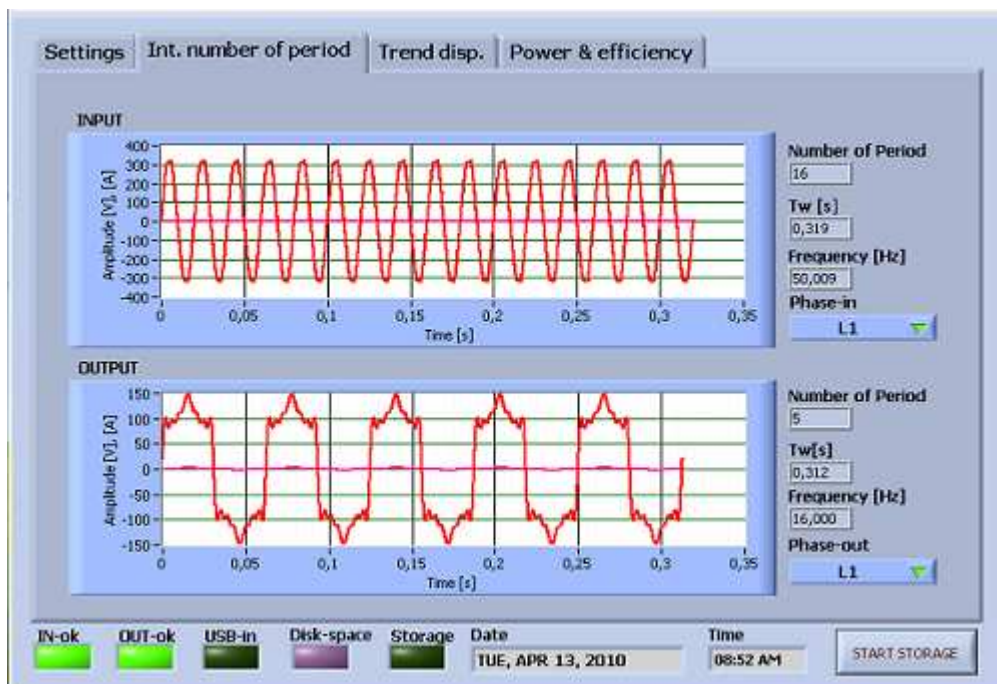
$$\delta = \frac{\Delta}{x_M} \cdot 100, \quad (58)$$

kde δ [%] je relativní chyba měření [6].

V první fázi testu byly na výstupu měřeny čistě sinusové průběhy napětí a proudu s nulovým fázovým posuvem mezi napětím a proudem. V další fázi byl generován průběh napětí s obsahem harmonických, který obsahoval liché harmonické složky do 15 harmonické. Velikost amplitud jednotlivých harmonických složek je uvedena v tab. 7, hodnota je uvedena v procentech. V tomto případě, kdy velikost první harmonické má velikost 100 V, odpovídá procentuální vyjádření velikosti amplitud jednotlivých harmonických ve voltech. Proud měl v tomto testu čistě sinusový průběh s nulovým fázovým posuvem (viz obr. 73).

Tab. 7 Testovací průběh napětí a proudu

index harm.	$U_{\text{Harm}}[\%]$	$I_{\text{Harm}}[\%]$
1	100	100
2	0	0
3	15	10
4	0	0
5	20	10
6	0	0
7	9	4
8	0	0
9	10	3,5
10	0	0
11	5	1,4
12	0	0
13	7	0
14	0	0
15	3	0



Obr. 73 Průběh signálu na vstupu a výstupu během testu číslo 2

V testu číslo 3 byly použity průběhy, které obsahovaly vyšší harmonické složky jak v napětí, tak i proudu. Obsahem harmonických složek tohoto signálu je uveden v tab. 7.

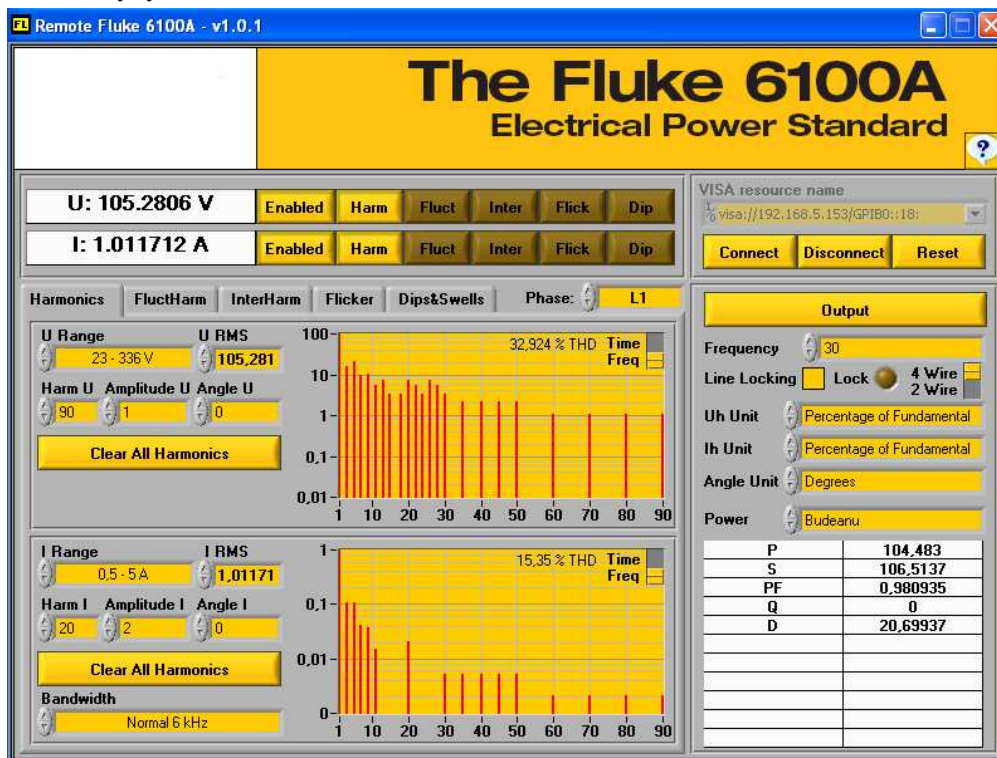
V předposledním testu byly použity průběhy napětí a proudu, které byly shodné jako u testu číslo 3. Rozdíl mezi těmito dvěma testy spočíval v tom, že ve čtvrtém testu byl nastavován fázový posuv mezi napětím a proudem v krocích podle tab. 8.

Tab. 8 Hodnoty fázového posuvu φ

φ [°]	$\cos\varphi$ [-]
18,20	0,95
25,80	0,9
36,80	0,8
60,00	0,5
78,50	0,2
84,30	0,1
87,13	0,05

V posledním testu byl na výstupu generován průběh napětí a proudu, který obsahoval harmonické složky až do 90 harmonické (viz obr. 74). Frekvence výstupního signálu byla v tomto případě 30 Hz a fázový posuv mezi napětím a proudem roven nule. Chyba změřeného výkonu při tomto průběhu napětí a proudu byla -0.06%. Z tohoto údaje je patrné, že i při takto velkém obsahu harmonických složek je analyzátor schopen poskytovat velice přesné výsledky výkonu.

Nejvyšší chyba, která byla na základě změřených hodnot výkonu stanovena, je -0,2%. Tato chyba byla zjištěna v testu číslo 4 pro fázový posuv $\varphi=87,13^\circ$. V ostatních testech bylo dosahováno chyby do 0,1%.



Obr. 74 Průběh výstupního signálu ve frekvenční oblasti pro test číslo 5

Naměřené hodnoty ze všech testů jsou uvedeny v přílohách této diplomové práce. V tabulkách naměřených hodnot pro kalibrátor FLUKE 6100a a analyzátor výkonu postavený na platformě cRIO, je možné postřehnout rozdíl v měřených veličinách. Tento rozdíl spočívá v měření jalového výkonu. Analyzátor na platformě cRIO neumožňuje z důvodu absence harmonické analýzy výpočet samostatného jalového výkonu. V tomto případě je počítán tzv. neaktivní výkon Q_- , který v sobě zahrnuje jalový výkon a deformační výkon, více informací viz kapitola 3.1.1 a kapitola 5.5.1. Na rozdíl od toho kalibrátor FLUKE umí vypočítat, jak jalový výkon, tak i deformační výkon, samostatně.

7 Závěr

Práce popisuje návrh analyzátoru pro testování měničů založeného na platformě cRIO. Z uživatelského pohledu je tento analyzátor schopen plnit funkce, kterými disponují komerčně dostupné analyzátory výkonu, jako je například přístroj YOKOGAWA WT1600. Mezi tyto funkce patří především možnost komplexní analýzy účinnosti řetězce elektrického pohonu. K tomu je analyzátor vybaven kromě vstupů pro měření elektrického výkonu na vstupu a výstupu měniče, vstupy pro měření výkonu ve stejnosměrném mezioobvodu a vstupy pro měření otáček a točivého momentu na hřídeli motoru. Ovládání přístroje není realizováno typickým způsobem pomocí čelního panelu s displeji a tlačítky, ale je k ní nutno použít osobní počítač. Uživatelské rozhraní přístroje tedy tvoří buď k tomu určená softwarová aplikace pro osobní počítač, nebo lze k tomuto účelu použít běžný internetový prohlížeč, pomocí něhož je možné zobrazit webovou stránku s čelním panel měřicího přístroje. Jedním z těchto způsobů realizovaný čelní panel poskytuje plnohodnotné ovládání přístroje a zobrazení měřených dat. Přístroj zobrazuje jednotlivé hodnoty měřených a vypočtených veličin, historii těchto veličin s pamětí na 60 hodnot (trend) a zobrazení měřených průběhů napětí a proudů v jednotlivých fázích. Komunikace mezi platformou cRIO a osobním počítačem je realizována pomocí komunikačního rozhraní Ethernet.

Během návrhu měřicí aplikace byly respektovány všechny podmínky, které mají zaručovat přesnost měřených veličin a z nich vypočtených hodnot výkonu. Je dodržena podmínka, aby hodnoty pro výpočet výkonu byly naměřeny ve stejném časovém okamžiku s tím, že počet period měřených signálů je roven celistvému počtu. S ohledem na výskyt vyšších harmonických složek ve vstupním proudu a výstupním napětí je volena vzorkovací frekvence na hodnotě 50000 vz/s respektive 25000 vz/s.

Návrh softwarové aplikace byl rozdělen do dvou fází. V první fázi byl navržen a odladěn algoritmus měření na osobním počítači s použitím dvou měřicích karet NI USB-6210 a NI USB-6251. Výhoda ladění na osobním počítači spočívala především v jeho rychlosti a v konečném srovnání s platformou cRIO, také v jednoduchosti. Jednoduchost spočívá především v přítomnosti NI-DAQ ovladačů měřicích karet a s tím spojené absence realizace vlastního programového řešení pro sběr dat. Na rozdíl práce s platformou CompactRIO přinášela nutnost realizace programu pro vrstvu FPGA, jejíž jednou z funkcí je právě ovládání a čtení měřených dat z měřicích modulů. Vývoj aplikace pro vrstvu FPGA je specifický tím, že kód programu je nutno kompilovat pomocí speciálního překladače. Tuto kompilaci je nutné provádět při každé i sebemenší změně v programu, díky čemuž se vývoj aplikace pro tuto vrstvu může stát velice časově náročný.

Výsledkem práce je analyzátor výkonu, který v jeho parametrech, zejména přesnosti měření výkonu dosahuje téměř parametrů jako produkty známých výrobců. Největší chyba měření analyzátoru v rozsahu frekvencí 16-100 Hz, která byla ověřena pomocí kalibrátoru FLUKE 6100A, je -0,2%. Pro srovnání například analyzátor výkonu YOKOGAWA WT 1600 má v tomto rozsahu měřených frekvencí přesnost $\pm 0,1\%$. Ve srovnání s těmito přístroji však vytvořený přístroj nedisponuje takovým množstvím funkcí pro analýzu naměřených veličin a zejména vzorkovací frekvencí neboli šířkou pásma. Tyto funkce, například výpočet celkového harmonického zkreslení, jsou založeny na harmonické analýze dat pomocí FFT. Použití FFT přináší zmíněné větší množství prováděných analýz, ale také podstatně větší nároky na výpočetní výkon systému. Větší výkonová náročnost přinášela prodloužení doby odezvy přístroje, což by některými uživateli mohlo být chápáno jako nedostatek, a proto operace založené na FFT byly s použitým typem kontroléru vynechány.

8 Použitá literatura

- [1] HAASZ, Vladimír; SEDLÁČEK, Miloš. *ELEKTRICKÁ MĚŘENÍ : Přístroje a metody*. Praha : Česká technika - nakladatelství ČVUT, 2005. 337 s. ISBN 80-01-02731-7.
- [2] JAN, Jiří. *Číslicová filtrace, analýza a restaurace signálů*. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ : VUTIMUM, 2002. 150 s. ISBN 80-214-1558-4.
- [3] SMÉKAL, Zdeněk. *Číslicové filtry*. Brno : Nakladatelství VUT, 1993. 150 s. ISBN 80-214-0500-7.
- [4] ŽÍDEK, Jan. *GRAFICKÉ PROGRAMOVÁNÍ VE VÝVOJOVÉM PROSTŘEDÍ LabVIEW : Výuková skripta*. Ostrava : VŠB-TU Ostrava, FEI, Katedra elektrických měření, 2002. 215 s.
- [5] ŽÍDEK, Jan. *Měřicí systémy a jejich programování*. Ostrava : VŠB-TU, [200?]. 341 s.
- [6] BIČOVSKÁ, Blanka. *ELEKTRICKÁ MĚŘENÍ : učební text*. Ostrava : VŠB-TUO, 2007. 97 s. ISBN 978-80-248-1480-3.
- [7] BILÍK, Petr; HRUDKA, Gustav. Měření účinnosti měniče frekvence analyzátozem napájecích sítí BK-ELCOM. *ELEKTRO*. 2008, 6, s. 2.
- [8] BILÍK Petr; ŽÍDEK, Jan. Analyzátor kvality elektřiny postavený na bázi modulárního systému CompactRIO. *ELECTRIC POWER ENGINEERING* 2008. 2008, s. 5.
- [9] DUDEK, Jan: Stanoviště pro měření ztrát měničů kmitočtu, 2003 , ISBN 80-248-0106-X.
- [10] NOVÁK, Jaroslav; NOVÁK, Martin. Měření výkonu v obvodech s pulzně řízenými zdroji napětí. *ELEKTRO*. 2009, 1, s. 5.
- [11] SKOTNICA, Jaromír. *Měření v průmyslu : Návod do cvičení*. [s.l.] : [s.n.], [200?]. 20 s.
- [12] ŽÁČEK, Jaroslav. Účinník v teorii a praxi. *ELEKTRO*. 2004, 12, s. 3.
- [13] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-13]. NI CompactRIO Control and Acquisition System. Dostupné z WWW: <<http://www.ni.com/compactrio/whatis.htm>>.
- [14] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-14]. FPGAs - Under the Hood. Dostupné z WWW: <<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/6983>>.
- [15] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-14]. How to Compensate for Different Group Delays with C Series Modules in LabVIEW FPGA . Dostupné z WWW: <<http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/74EB238E1BCADD528625735300681A7D>>.
- [16] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-14]. NI 9225 Operating Instructions and Specifications. Dostupné z WWW: <<http://digital.ni.com/manuals.nsf/websearch/A497C06E63251F868625747500590D5E>>.
- [17] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-14]. NI 9229/9239 Operating Instructions and Specifications. Dostupné z WWW: <<http://digital.ni.com/manuals.nsf/websearch/32E4C48D16257A2E86257489005A44D5>>.

- [18] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-14]. NI 9422 Operating Instructions and Specifications. Dostupné z WWW: <<http://digital.ni.com/manuals.nsf/websearch/B8A1A654CCEAA9B3862575E0006A4EFC>>.
- [19] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-14]. NI CompactRIO. Dostupné z WWW: <<http://www.ni.com/compactrio/>>.
- [20] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-18]. LabVIEW FPGA Fixed Point Math and Simulation. Dostupné z WWW: <<http://decibel.ni.com/content/docs/DOC-3073>>.
- [21] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-03-19]. NI CompactRIO Developers Guide, Section 3: Customizing Hardware Through LabVIEW FPGA. Dostupné z WWW: <<http://www.ni.com/compactriodevguide/>>.
- [22] *E-AUTOMATIZACE* [online]. c2010 [cit. 2010-03-21]. Měření mechanických veličin - MĚŘENÍ MOMENTU SÍLY. Dostupné z WWW: <http://www.e-automatizace.cz/ebooks/mmv/moment/ramce_moment.htm>.
- [23] *Fluke* [online]. c2010 [cit. 2010-03-25]. Fluke Brand Portal by SyncForce. Dostupné z WWW: <<http://fluke.informationstore.net/efulfillment.asp?publication=11259-cze>>.
- [24] *YOKOGAWA* [online]. c2010 [cit. 2010-03-25]. Yokogawa Products. Dostupné z WWW: <<http://tmi.yokogawa.com/products/digital-power-analyzers/digital-power-analyzers/wt1600-digital-power-meter/>>.
- [25] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-04-01]. LabVIEW 2009 Real-Time Module Readme. Dostupné z WWW: <<http://digital.ni.com/public.nsf/allkb/8A88D26C529C13A4862576020071DEB3>>.
- [26] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-04-01]. VI-Based API for Writing TDMS Files. Dostupné z WWW: <<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/6471>>.
- [27] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-04-01]. LabVIEW Simple Messaging Reference Library (STM). Dostupné z WWW: <<http://zone.ni.com/devzone/cda/tut/p/id/4095>>.
- [28] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-04-02]. LabVIEW Run-Time Engine 2009 SP1. Dostupné z WWW: <<http://joule.ni.com/nidu/cds/view/p/id/1603/lang/en>>.
- [29] *National Instruments* [online]. c2010 [cit. 2010-04-14]. NI 9227 4-Channel Current Input C Series Module. Dostupné z WWW: <<http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/208794>>.

9 Seznam příloh

Příloha I – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 1

Příloha II – průběh U a I pro test číslo 2

Příloha III – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 2

Příloha IV – průběh U a I pro test číslo 3

Příloha V – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 3

Příloha VI – průběh U a I pro test číslo 4

Příloha VII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 18,2^\circ$)

Příloha VIII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 25,8^\circ$)

Příloha IX – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 36,8^\circ$)

Příloha X – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 60^\circ$)

Příloha XI – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 78,5^\circ$)

Příloha XII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 84,3^\circ$)

Příloha XIII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 87,13^\circ$)

Příloha XIV – průběh U a I pro test číslo 5

Příloha XV – harmonické složky U a I pro test číslo 5

Příloha XVI – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 5

Příloha XVII – analyzátor výkonů na platformě CompactRIO – fotografie zařízení

Příloha XVIII - DVD s elektronickou podobou DP a LV softwarem pro analyzátor

Příloha I – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 1

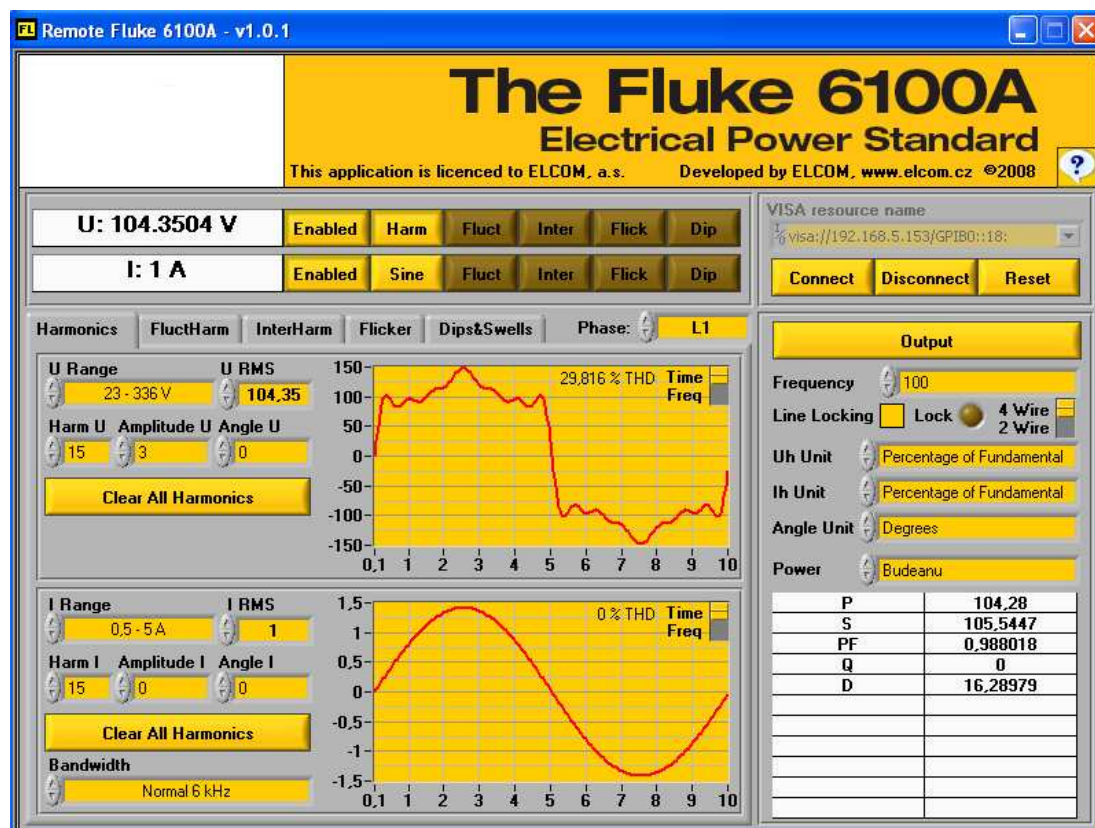
U[V]	I[A]	$\phi[^\circ]$
100 (sinusový průběh)	1 (sinusový průběh)	0

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	100	1	100	0	0	100	1
30	100	1	100	0	0	100	1
50	100	1	100	0	0	100	1
70	100	1	100	0	0	100	1
100	100	1	100	0	0	100	1

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q-[var]	S[VA]	PF[]
16	99,98	0,99	99,94	0,05	99,95	0,999
30	99,99	0,99	99,94	0,05	99,95	0,999
50	99,99	0,99	99,94	0,05	99,95	0,999
70	99,99	0,99	99,94	0,05	99,95	0,999
100	99,99	0,99	99,94	0,05	99,95	0,999

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	$\Delta_P[V]$	$\delta_P[\%]$
16	-0,06	-0,06004
30	-0,06	-0,06004
50	-0,06	-0,06004
70	-0,06	-0,06004
100	-0,06	-0,06004

Příloha II – průběh U a I pro test číslo 2



n-harm.	U _{Harm} [%]
1	100
2	0
3	15
4	0
5	20
6	0
7	9
8	0
9	10
10	0
11	5
12	0
13	7
14	0
15	3

Příloha III – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 2

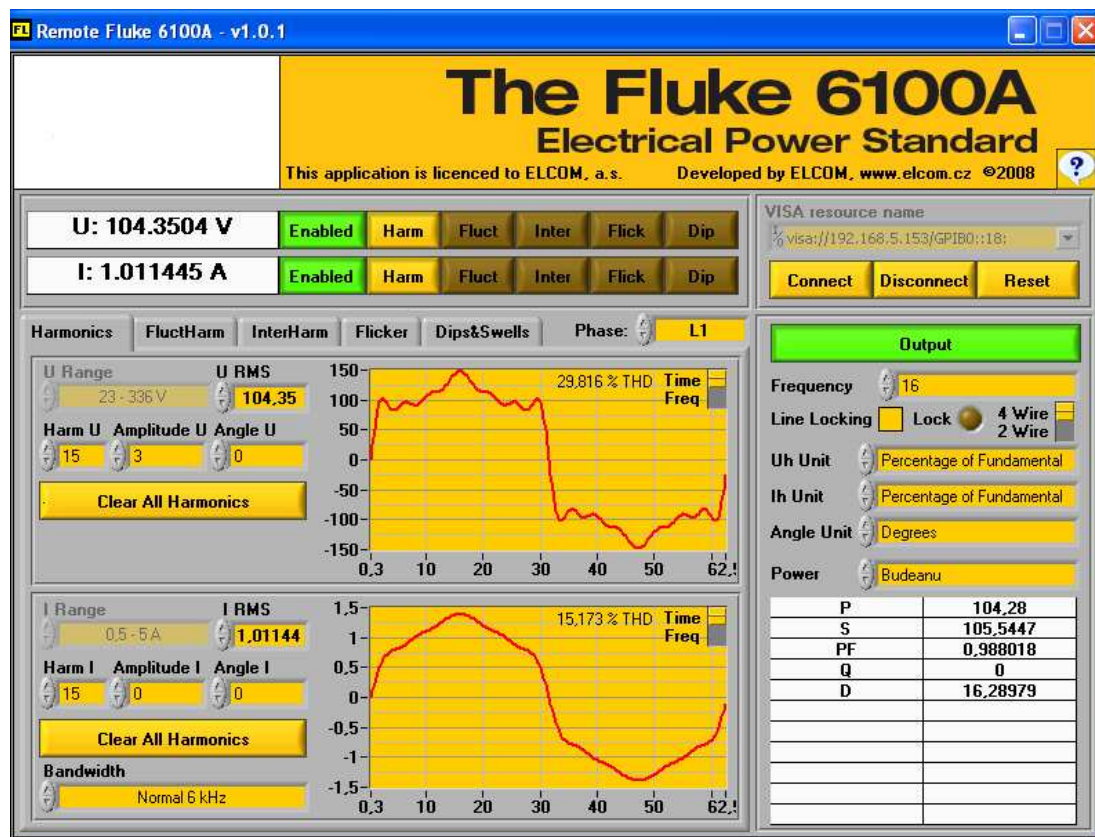
U[V]	I[A]	$\phi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (sinusový průběh)	0

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1	100	0	29,82	104,35	0,96
30	104,35	1	100	0	29,82	104,35	0,96
50	104,35	1	100	0	29,82	104,35	0,96
70	104,35	1	100	0	29,82	104,35	0,96
100	104,35	1	100	0	29,82	104,35	0,96

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	0,99	99,95	29,8	104,29	0,958
30	104,34	0,99	99,94	29,8	104,28	0,958
50	104,34	0,99	99,95	29,8	104,29	0,958
70	104,34	0,99	99,95	29,8	104,3	0,958
100	104,34	0,99	99,95	29,8	104,3	0,958

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	Δ_P [V]	δ_P [%]
16	-0,05	-0,05003
30	-0,06	-0,06004
50	-0,05	-0,05003
70	-0,05	-0,05003
100	-0,05	-0,05003

Příloha IV – průběh U a I pro test číslo 3



n-harm.	U _{Harm} [%]	I _{Harm} [%]
1	100	100
2	0	0
3	15	10
4	0	0
5	20	10
6	0	0
7	9	4
8	0	0
9	10	3,5
10	0	0
11	5	1,4
12	0	0
13	7	0
14	0	0
15	3	0

Příloha V – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 3

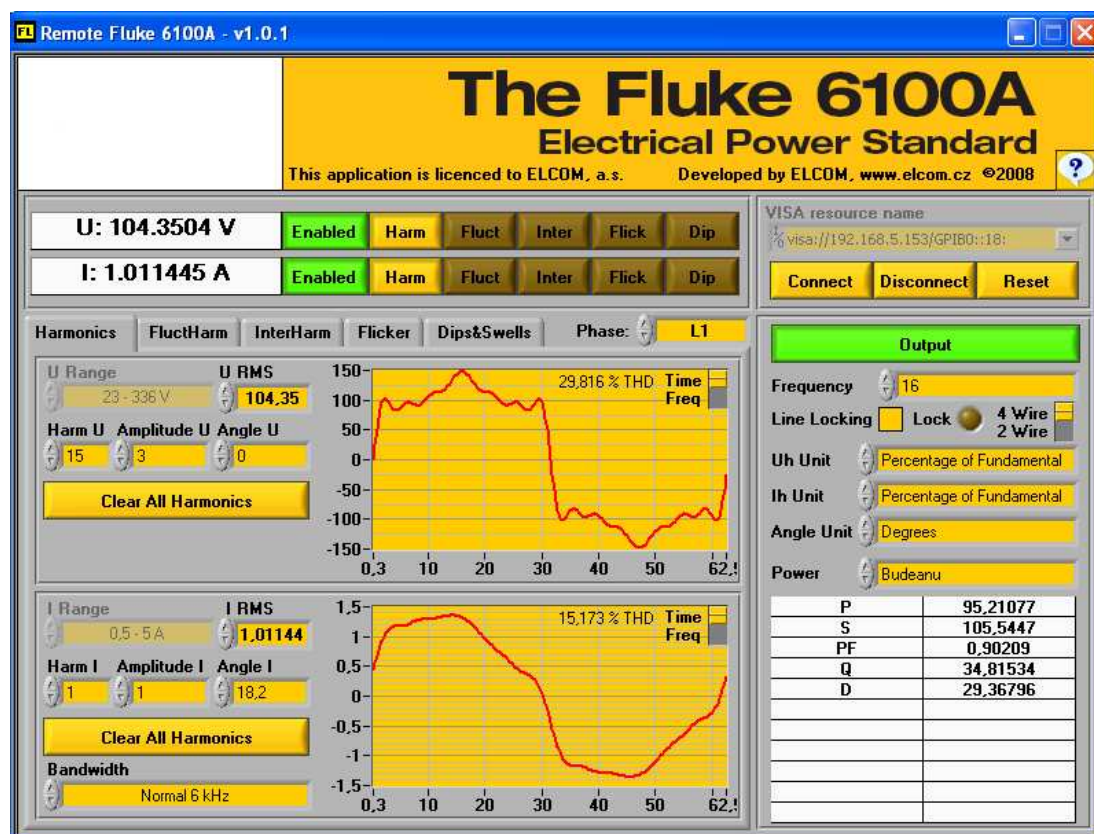
U[V]	I[A]	$\phi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	0

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	104,28	0	16,29	105,54	0,99
30	104,35	1,011	104,28	0	16,29	105,54	0,99
50	104,35	1,011	104,28	0	16,29	105,54	0,99
70	104,35	1,011	104,28	0	16,29	105,54	0,99
100	104,35	1,011	104,28	0	16,29	105,54	0,99

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	104,23	16,28	105,5	0,988
30	104,34	1,011	104,22	16,28	105,5	0,988
50	104,34	1,011	104,22	16,28	105,49	0,988
70	104,34	1,011	104,23	16,28	105,5	0,988
100	104,34	1,011	104,23	16,28	105,5	0,988

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	Δ_P [V]	δ_P [%]
16	-0,05	-0,04797
30	-0,06	-0,05757
50	-0,06	-0,05757
70	-0,05	-0,04797
100	-0,05	-0,04797

Příloha VI – průběh U a I pro test číslo 4



n-harm.	U _{Harm} [%]	I _{Harm} [%]
1	100	100
2	0	0
3	15	10
4	0	0
5	20	10
6	0	0
7	9	4
8	0	0
9	10	3,5
10	0	0
11	5	1,4
12	0	0
13	7	0
14	0	0
15	3	0

Příloha VII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 18,2^\circ$)

U[V]	I[A]	$\varphi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	18,2

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	95,21	34,82	29,37	105,54	0,9
30	104,35	1,011	95,21	34,82	29,37	105,54	0,9
50	104,35	1,011	95,21	34,82	29,37	105,54	0,9
70	104,35	1,011	95,21	34,82	29,37	105,54	0,9
100	104,35	1,011	95,21	34,82	29,37	105,54	0,9

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	95,16	45,53	105,49	0,902
30	104,34	1,011	95,15	45,53	105,49	0,902
50	104,34	1,011	95,15	45,55	105,49	0,902
70	104,34	1,011	95,15	45,55	105,49	0,902
100	104,34	1,011	95,14	45,57	105,5	0,902

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	$\Delta_p[V]$	$\delta_p[\%]$
16	-0,05	-0,05254
30	-0,06	-0,06306
50	-0,06	-0,06306
70	-0,06	-0,06306
100	-0,07	-0,07358

Příloha VIII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 25,8^\circ$)

U[A]	I[A]	$\varphi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	25,8

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	88,54	46,19	34,15	105,54	0,84
30	104,35	1,011	88,54	46,19	34,15	105,54	0,84
50	104,35	1,011	88,54	46,19	34,15	105,54	0,84
70	104,35	1,011	88,54	46,19	34,15	105,54	0,84
100	104,35	1,011	88,54	46,19	34,15	105,54	0,84

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	88,5	57,42	105,49	0,838
30	104,34	1,011	88,5	57,42	105,49	0,838
50	104,34	1,011	88,49	57,43	105,49	0,838
70	104,34	1,011	88,48	57,44	105,49	0,838
100	104,34	1,011	88,49	57,43	105,5	0,838

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	$\Delta_p[V]$	$\delta_p[\%]$
16	-0,04	-0,0452
30	-0,04	-0,0452
50	-0,05	-0,0565
70	-0,06	-0,06781
100	-0,05	-0,0565

Příloha IX – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 36,8^\circ$)

U[V]	I[A]	$\varphi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	36,8

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	77,83	60,7	37,38	105,54	0,74
30	104,35	1,011	77,83	60,7	37,38	105,54	0,74
50	104,35	1,011	77,83	60,7	37,38	105,54	0,74
70	104,35	1,011	77,83	60,7	37,38	105,54	0,74
100	104,35	1,011	77,83	60,7	37,38	105,54	0,74

Analyzátor cRIO						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	77,79	71,25	105,49	0,737
30	104,34	1,011	77,78	71,25	105,48	0,737
50	104,34	1,011	77,78	71,26	105,49	0,737
70	104,34	1,011	77,78	71,27	105,49	0,737
100	104,34	1,011	77,78	71,26	105,49	0,737

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	Δ_p [V]	δ_p [%]
16	-0,04	-0,05142
30	-0,05	-0,06428
50	-0,05	-0,06428
70	-0,05	-0,06428
100	-0,05	-0,06428

Příloha X – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 60^\circ$)

U[V]	I[A]	$\varphi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	60

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	49,37	85,12	38,17	105,54	0,47
30	104,35	1,011	49,37	85,12	38,17	105,54	0,47
50	104,35	1,011	49,37	85,12	38,17	105,54	0,47
70	104,35	1,011	49,37	85,12	38,17	105,54	0,47
100	104,35	1,011	49,37	85,12	38,17	105,54	0,47

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	49,33	93,24	105,49	0,467
30	104,34	1,011	49,33	93,25	105,49	0,467
50	104,34	1,011	49,32	93,25	105,49	0,467
70	104,34	1,011	49,33	93,25	105,49	0,467
100	104,34	1,011	49,33	93,24	105,48	0,467

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	$\Delta_p[V]$	$\delta_p[\%]$
16	-0,04	-0,08109
30	-0,04	-0,08109
50	-0,05	-0,10138
70	-0,04	-0,08109
100	-0,04	-0,08109

Příloha XI – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 78,5^\circ$)

U[V]	I[A]	$\varphi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	78,5

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	20,7	97,73	34,05	105,54	0,2
30	104,35	1,011	20,7	97,73	34,05	105,54	0,2
50	104,35	1,011	20,7	97,73	34,05	105,54	0,2
70	104,35	1,011	20,7	97,73	34,05	105,54	0,2
100	104,35	1,011	20,7	97,73	34,05	105,54	0,2

Analyzátor cRIO - výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	20,68	103,44	105,49	0,196
30	104,34	1,011	20,69	103,45	105,49	0,196
50	104,34	1,011	20,68	103,44	105,49	0,196
70	104,34	1,011	20,68	103,44	105,49	0,196
100	104,34	1,011	20,68	103,44	105,49	0,196

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	$\Delta_p[V]$	$\delta_p[\%]$
16	-0,02	-0,09671
30	-0,01	-0,04833
50	-0,02	-0,09671
70	-0,02	-0,09671
100	-0,02	-0,09671

Příloha XII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 84,3^\circ$)

U[V]	I[A]	$\varphi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	84,3

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	10,43	99,74	32,91	105,54	0,1
30	104,35	1,011	10,43	99,74	32,91	105,54	0,1
50	104,35	1,011	10,43	99,74	32,91	105,54	0,1
70	104,35	1,011	10,43	99,74	32,91	105,54	0,1
100	104,35	1,011	10,43	99,74	32,91	105,54	0,1

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	10,41	104,97	105,49	0,098
30	104,34	1,011	10,42	104,97	105,49	0,098
50	104,34	1,011	10,42	104,97	105,49	0,098
70	104,34	1,011	10,42	104,97	105,49	0,098
100	104,34	1,011	10,41	104,97	105,49	0,098

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	$\Delta_p[V]$	$\delta_p[\%]$
16	-0,02	-0,19212
30	-0,01	-0,09597
50	-0,01	-0,09597
70	-0,01	-0,09597
100	-0,02	-0,19212

Příloha XIII – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 4 ($\varphi = 87,13^\circ$)

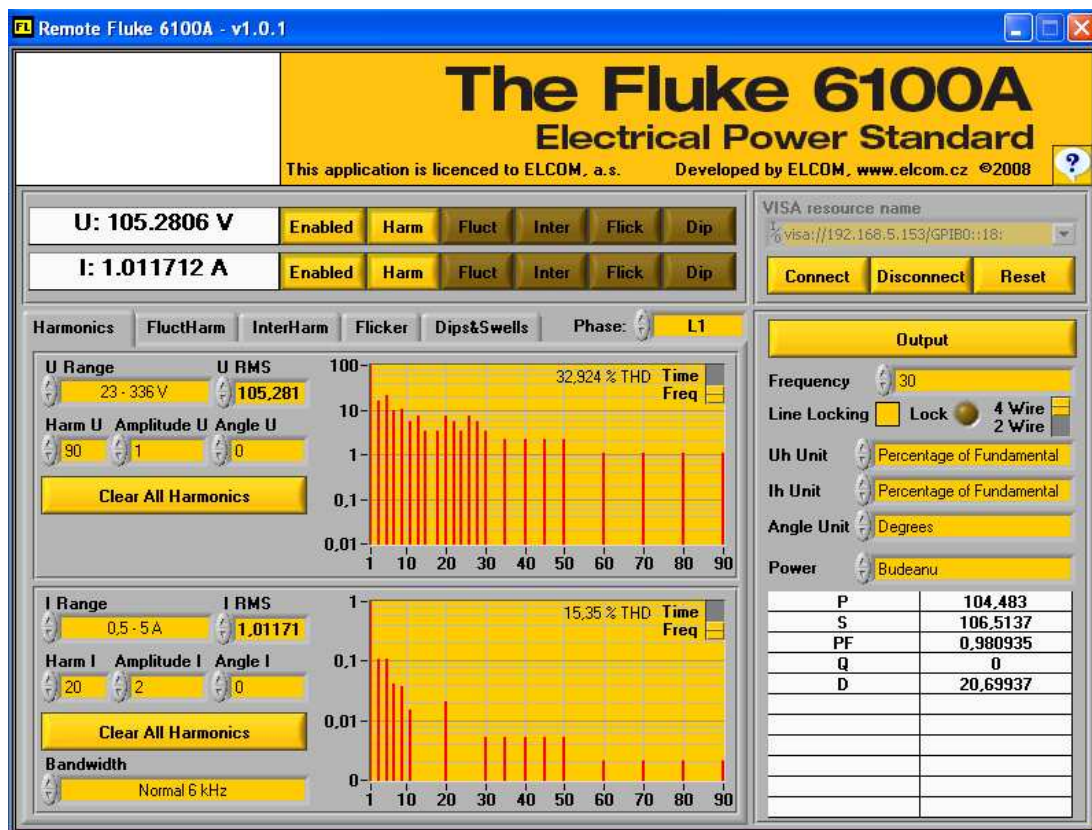
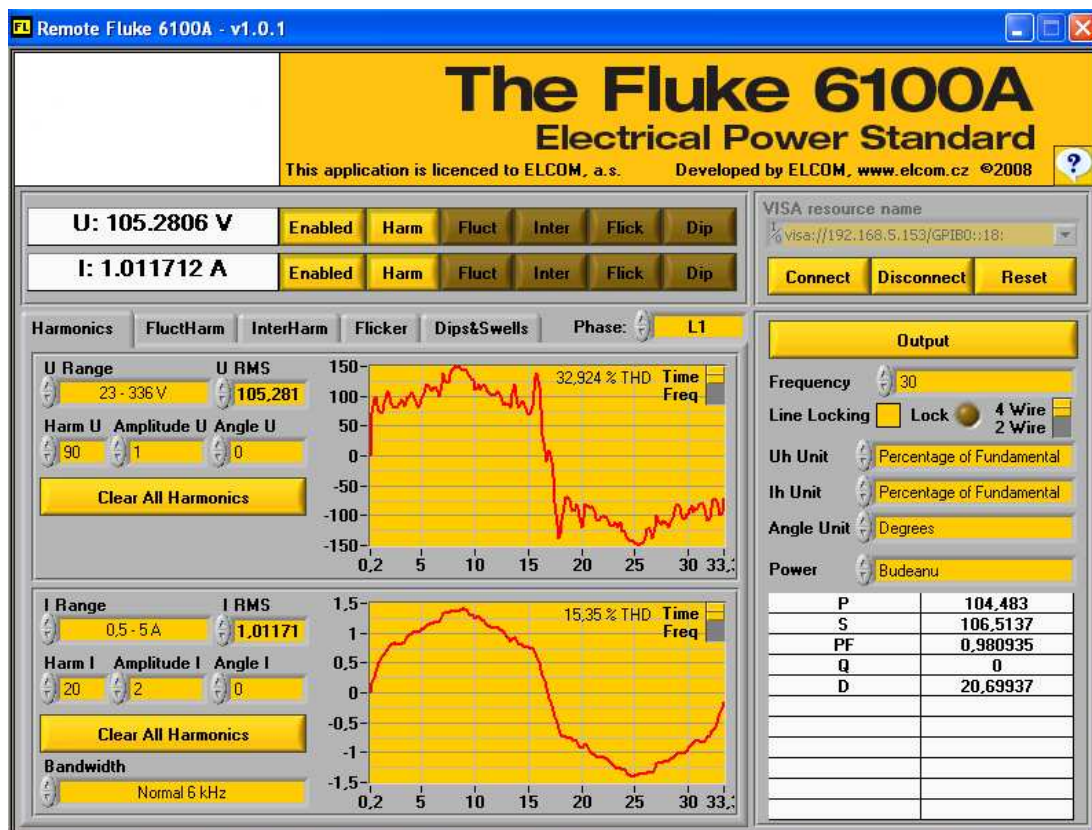
U[V]	I[A]	$\varphi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 15 harm.)	1 (harmonický průběh do 15 harm.)	87,13

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
16	104,35	1,011	5,27	100,25	32,6	105,54	0,05
30	104,35	1,011	5,27	100,25	32,6	105,54	0,05
50	104,35	1,011	5,27	100,25	32,6	105,54	0,05
70	104,35	1,011	5,27	100,25	32,6	105,54	0,05
100	104,35	1,011	5,27	100,25	32,6	105,54	0,05

Analyzátor cRIO – výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
16	104,34	1,011	5,26	105,36	105,5	0,049
30	104,34	1,011	5,26	105,36	105,5	0,049
50	104,34	1,011	5,26	105,36	105,5	0,049
70	104,34	1,011	5,26	105,36	105,5	0,049
100	104,34	1,011	5,26	105,36	105,5	0,049

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	Δ_p [V]	δ_p [%]
16	-0,01	-0,19011
30	-0,01	-0,19011
50	-0,01	-0,19011
70	-0,01	-0,19011
100	-0,01	-0,19011

Příloha XIV – průběh U a I pro test číslo 5



Příloha XV – harmonické složky U a I pro test číslo 5

n-harm.	U _{Harm} [%]	I _{Harm} [%]
1	100	100
2	0	0
3	15	10
4	0	0
5	20	10
6	0	0
7	9	4
8	0	0
9	10	3,5
10	0	0
11	5	1,4
12	0	0
13	7	0
14	0	0
15	3	0
18	3	0
20	7	0
22	5	0
24	3	0
26	7	0
28	5	0
30	3	0,5
35	2	0,5
40	2	0,5
45	2	0,5
50	2	0,5
60	1	0,2
70	1	0,2
80	1	0,2
90	1	0,2

Příloha XVI – tabulky naměřených hodnot pro test číslo 5

U[V]	I[A]	$\phi[^\circ]$
100 (harmonický průběh do 90 harm.)	1 (harmonický průběh do 90 harm.)	0

Kalibrátor FLUKE 6100a							
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q[var]	D[var]	S[VA]	PF[]
30	105,28	1,011	104,48	0	20,7	106,51	0,98

Analyzátor cRIO - výstup						
f[Hz]	U[V]	I[A]	P[W]	Q ₋ [var]	S[VA]	PF[]
30	105,27	1,011	104,42	20,68	106,46	0,98

Chyby při měření činného výkonu		
f[Hz]	Δ_P [V]	δ_P [%]
30	-0,06	-0,05746

Příloha XVII – analyzátor výkonů na platformě CompactRIO – fotografie zařízení

